re

radioelektronik

9 '80

miesięcznik elektroników radioamatorów i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 100 zł, wysyła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

Sprzedam przekładnię planetarną typu R-311 do odbiornika lub transceivera. Tadeusz Maciejewski, ul. Wandurskiego 3a, m. 58, 93-218 Łódź.

Próbnik tranzystorów szczególnie przydatny w serwisie radiotelewizyjnym. Umożliwia szybkie sprawdzanie tranzystorów i diod bez konieczności wymontowania z układu. Cena 680 zł. Wysyła Pracownia Urządzeń Elektronicznych ul. Poznańska 12, 63-900 Rawicz.

ESKA-Radio, wykonawca generatorów ESKA-75 dla potrzeb serwisu radiowotelewizyjnego, prosi PT. Klientów, których korespondencja na Baruchowo została bez odpowiedzi, o ponowienie jej (tylko przesyłką zwykłą) na adres: 90-950 Łódź 1, skrytka 225.

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat plus odczynniki) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 185 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź, skr. poczt. 344.

Kupię wzmacniacz typu PA-428 i schemat. Tadeusz Kałużny, Zdrojki Lewe 17, 62-700 Turek.

Zakład Radiowo-Telewizyjny, ul. Kaliningradzka 75/25, 10-437 Olsztyn, wykonuje generatory serwisowe w cenie od 1000 do 4000 zł.

Sprzedam komplementarny układ redukcji szumów do zamontowania w magnetofonach ZK 246, MZ 403/4/5 – 1500 zł lub przystawkę w obudowie do dowolnego magnetofonu stereo – 4000 zł. Majewski, Osiedle Przy Stadionie 11, Gorzów Wlkp.

Sprzedam odbiornik komunikacyjny wysokiej jakości lub zamienię na transceiver. J. Opara, Nowy Świat 12, 42-682 Boruszowice.

Tranzystory, układy scalone liniowe, cyfrowe, tyrystory mocy odstąpię. Jacek Pieczeniak, skr. poczt. 312, 26-600 Radom.

Sprzedam nowoczesny japoński transceiver FT101Z 200 W. Grzegorz Kurzawa, ul. Kolejowa 54/6, 53-508 Wrocław, tel. 328-23.

Tanio sprzedam gwarantowane zachodnie układy TTL, CMOS, liniowe, pochodzące z demontażu lub nowe. Wysyłam spis. Paweł Owczarek, Magdaleny 13, 93-423 Łódź.

Kupię kwarc 44 MHz, Sapa, Wasilewskiej 23/1, 37-450 Stalowa Wola.

NOWOŚĆ!

GENERATOR TV OBRAZÓW
biała cienka krata-kropki-gradacja-tło

Dostarczamy także w zestawach do montażu.
Ceny od 1200 zł do 4600 zł.
GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń:
VIDEO-TEST telewizyjny – cena 340 zł
FONO-LUX radiowy – cena 350 zł
Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST, skr. poczt. 71. 81-605 Gdynia.



Radioelektronik

WRZESIEŃ 1980 ● ROCZNIK XXXI (21)

9'80

WYDAWNICTWO

SIGMA

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA

CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH

ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa–Książka–Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa–Książka–Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa–Książka–Ruch" – Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto: NBP XV O. W-wa, nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34. **Za treść ogłoszeń Redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 4677/CD. Nakład 80000 egz. O-49. Ark. druk. 3. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 8. Numer zamknięto 20.VIII.1980 r.

■ W czasie zorganizowanej w Las Vegas (kwiecień 1980 r.) konwencji organizacji radiofonicznych i telewizyjnych dyskutowano problemy przyszłości rozwoju radiofonii i telewizji. Między innymi omawiano tematy: stereofonia na falach średnich (AM), telewizja kablowa i bezpośredni odbiór satelitarny. W czasie trwania konwencji zorganizowano dużą wystawę sprzętu (ponad 340 firm), na której demonstrowano najnowsze rozwiązania systemów automatyzacji emisji, magnetowidów, kamer, nadajników i studyjnych urządzeń opracowanych w technice cyfrowej.

■ Federalna Komisja Komunikacji (FCC) w USA zatwierdziła jeden z pięciu projektowanych systemów dla wprowadzenia stereofonii w nadajnikach i odbiornikach z modulacją amplitudy (AM). Jest to system opracowany przez firmę Magnavox; konkurencyjne rozwiązania przedstawiły firmy Harris Corp., Belar El. Lab., Kahn Communic. i Motorola Corp. Wprowadzenie stereofonii na falach średnich ma pomóc w ożywieniu i zwiększeniu zainterewowania odbiorem programów na falach średnich, które zostały zmajoryzowane przez sieci FM.

■ Dwie największe agencje prasowe – Associated Press (AP) oraz United Press International (UPI) mają zamiar wprowadzić do eksploatacji około 1000 satelitarnych stacji naziemnych do odbioru nowości agencyjnych przeznaczonych dla prasy. Aparatura odbiorcza oraz antena o małej średnicy mają być konkurencyjnie tanie w stosunku do kablowej sieci dalekopisowej.

■ Na komisji technicznej EBU (Europejska Unia Radiofoniczna) opracowuje się ostateczne zalecenia dotyczące standardów kodowania dla techniki telewizji cyfrowej. Przyjmuje się częstotliwość próbkowania sygnału luminancji ok. 12 MHz, zaś składowych koloru 4 MHz. Liczba próbkowań przypadająca na jedną linię ma być jednakowa dla wszystkich systemów telewizyjnych, co ułatwi wymianę programów.

■ W Paryżu powołano konsorcjum ARIANESPACE, którego zadaniem jest produkcja i eksploatacja satelitów telekomunikacyjnych. Do organizacji tej wchodzi ok. 50 firm z 11 krajów europejskich, zaś kapitał zakładowy wynosi ok. 120 mln franków. Pierwszy satelita był wprowadzony na orbitę w grudniu 1979 r., zaś trzy pozostałe będą wystrzelone w roku bieżącym z francuskiej Gujany. Satelity te wejdą do pełnej eksploatacji w 1982 r.

■ Francja planuje wprowadzenie regionalnego satelity TELECOM 1 w 1983 r.; ma on służyć łączności wewnątrzkrajowej (łącza szerokopasmowe dla transmisji danych) oraz dla łączności Francji z jej terytoriami zamorskimi. Przez satelitę będą również przesyłane programy telewizyjne oraz organizowane „wizjokonferencje". System przewiduje uruchomienie dwóch satelitów nad Oceanem Atlantyckim na kanałach w pasmie 12 i 14 GHz; moc transponderów wyniesie 20 W, zaś stacje naziemne mają mieć anteny o średnicy 3 m.

■ Teletext – gazeta telewizyjna rozwija się najszybciej w Anglii, gdzie obsługuje już około 3000 abonentów. We Francji projektuje się wprowadzenie bardziej złożonego systemu, który oprócz normalnej funkcji telegazety, ma również zastąpić książki telefoniczne. W tym celu przewiduje się w 1982 r. bezpłatne zainstalowanie u 270 000 abonentów telefonicznych w Bretanii małych monitorów z klawiaturą. Abonent po wybraniu nazwiska i miasta otrzyma na ekranie monitora żądany numer telefoniczny. Dla koordynacji rozwoju telegazety i przesyłania teleinformacji (Viewdata i Teletext) powołano nową organizację INTELMATIQUE.

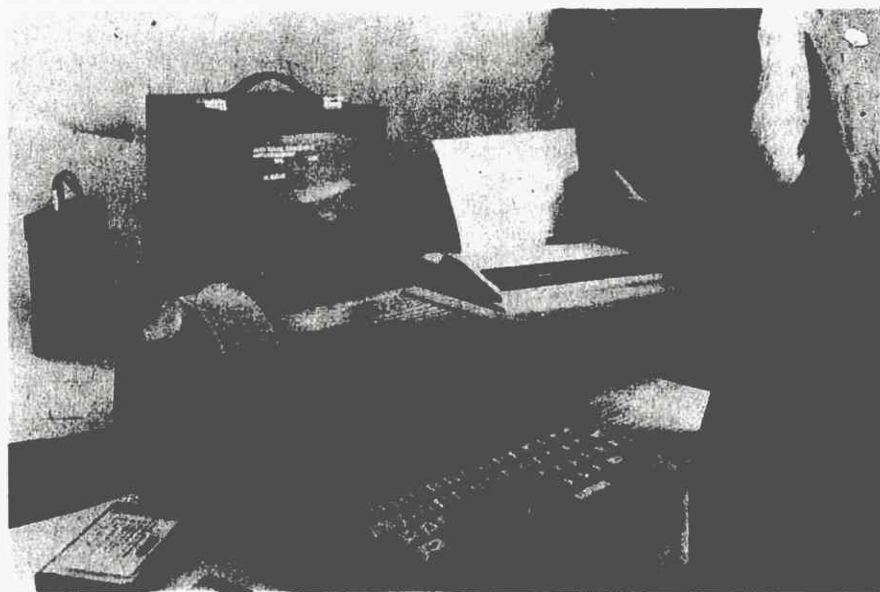
■ Najdalej wysuniętą na północ miejscowością USA odbierającą programy telewizyjne przez satelitę Satcom I jest Point Barrow położony około 500 km na północ od kręgu polarnego. 2500 mieszkańców tej miejscowości, odciętych od reszty świata śniegami i lodami przez 8 miesięcy w roku, może odbierać 7 programów telewizyjnych. Stacja naziemna ma antenę o średnicy 10 metrów.

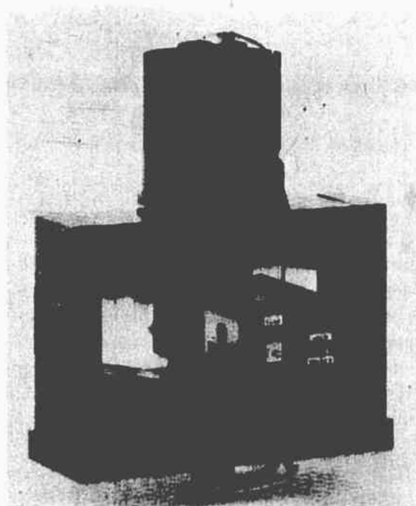
■ W Europie, najdalej na północy wysuniętą stacją naziemną jest stacja zainstalowana na Spitsbergenie – Isfjord on Svalbard (78°N), która wchodzi w skład norweskiego systemu Norsat, dzierżawiącego transponder satelity Intelsat. Tą drogą uruchomiono 12 kanałów telefonicznych, 12 kanałów teleksowych i 2 kanały transmisji danych.

■ Domowy komputer PC100 (fot. niżej) w formie maszyny walizkowej do pisania jest produkowany już od 1980 r. przez firmę Siemens. Na dołączonej kasecie Compact są zapisane różne gry, jak również programy matematyczne dla analizy Fouriera, rachunku przybliżonego Newtona, rozwiązywania równań kwadratowych i równań o pięciu niewiadomych. Na monitorze można przedstawić zapis o 16 liniach, każda o 64 znakach. Zapis odbywa się w języku Basic.

■ Po pełnych sukcesów eksperymentalnych emisjach satelitarnych za pomocą wydzierżawionego satelity ATS, Indie przystąpiły do opracowania systemu INSAT (Indian Satellite), który będzie wprowadzony do eksploatacji w 1981 r. Telewizyjne nadawania eksperymentalne były prowadzone w zakresie powszechnej edukacji, szkolenia rolników, służby zdrowia i planowania rodziny. Program nadawano przez trzy stacje naziemne, przy czym w okresie lat 1975/1976 nadano ogółem 1326 godzin programu dla odbiorników zainstalowanych w 2400 gminach wiejskich. Program z satelity był nadawany na częstotliwości 860 MHz bezpośrednio do odbiorników z konwerterem, przy czym antena odbiorcza paraboliczna, wykonana z siatki, miała średnicę 3 metry. Po uruchomieniu systemu INSAT przewiduje się zainstalowanie odbiorników w 35 tys. wsi. Dwa satelity dla INSAT będą wykonane przez firmę Ford Aerospace i wprowadzone na orbitę synchroniczną na południkach 74°E oraz 94°E za pomocą rakiety Delta. Satelity będą przeznaczone do nadawania dwukolorowych programów telewizyjnych dla bezpośredniego odbioru w pasmie 2500 MHz (nadajniki 50 W) oraz wyposażone będą w 12 transponderów o pasmie 36 MHz dla łączności telefonicznej, teleksowej, transmisji danych i meteorologii. Zainstalowane będą również 23 stacje naziemne. Koszt realizacji systemu INSAT wyniesie około 360 mln dolarów USA.

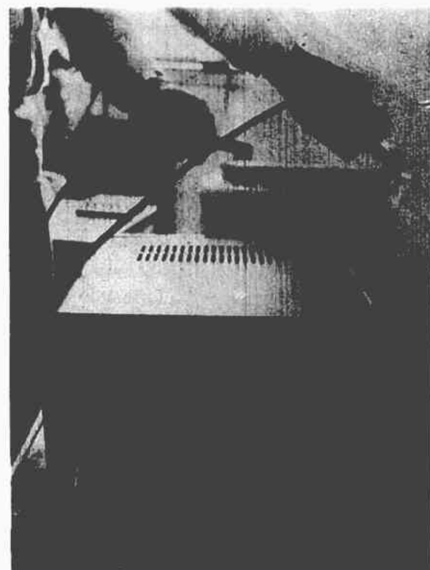
■ Firma RCA przygotowuje do wprowadzenia na orbitę w 1981 r. zastępczego satelitę SATCOM III w miejsce uszkodzonego w grudniu 1979 r. Jednocześnie w październiku 1981 r. zostanie wprowadzony na orbitę Satcom IV zawierający 18 transponderów o mocy wyjściowej 5,5 W i 6 transponderów po 8,5 W. Niezależnie przygotowywany jest piąty satelita, który ma stanowić rezerwę na ziemi i ma być przystosowany do wystrzelenia i wprowadzenia na orbitę w przypadku uszkodzenia jednego z aktualnie pracujących.





■ W części nadawczej satelitarnych stacji naziemnych instalowane są klistrony o mocach rzędu 1...3 kW na pasmo 6 GHz. Przykładem takiego klistronu jest konstrukcja firmy Thomson CSF ze stałym magnesem ogniskującym, o chłodzeniu powietrznym. Model jest produkowany w trzech wersjach: TH-2415 o mocy fali nośnej 1,5 kW, TH-2416 – 3 kW i TH-2417 o mocy 3,35 kW. Klistrony te pracują w paśmie 5,925...6,425 GHz przy wzmocnieniu około 40 dB i mogą być zdalnie nastrajane na jedną z 12 częstotliwości w ciągu kilku sekund (fot. z lewej).

■ Firma Siemens opracowała ciekawy model prostownika VB801 do ładowania akumulatorów samochodowych (fot. z prawej), który zachowuje się jak regulowany wyłącznik, niezależnie od pojemności ładowanych akumulatorów. Aby uniknąć niepotrzebnego gazowania w czasie przeładowania, po osiągnięciu napięcia baterii 14,4 V, automatycznie zmniejsza się prąd ładowania tak, że napięcie już nie wzrasta. Gazowanie powoduje bowiem odrywanie się małych cząstek z płyt, co zmniejsza żywotność akumulatora. Ładowanie rozpoczyna się, gdy napięcie rozładowanego akumulatora wynosi 6 V. Między tymi wartościami prostownik ładuje dobrze wygładzonym prądem do 30 A, co w stosunku do normalnych prostowników powoduje mniejsze nagrzewanie baterii. A więc wskazówki dla konstruktorów: prąd ładowania powinien być dobrze filtrowany (dławik), zaś napięcie ładowania nie powinno przekroczyć wartości 14,4 V.



EWOLUCJA GŁOŚNIKA

W 1924 r. został wynaleziony przez C.W. Rieca i E.W. Kelloga głośnik magnetoelektryczny, nazywany powszechnie głośnikiem dynamicznym. Wynalazcy głośnika tego typu, w którym cewka związana z membraną porusza się w stałym polu magnetycznym, nie przypuszczali zapewne, że zrobi on niebywałą karierę i zapanuje niepodzielnie wszędzie tam, gdzie jest potrzebne przetwarzanie przebiegów prądu elektrycznego w dźwięki mowy i muzyki. Nic nie wskazuje na jakiekolwiek zagrożenie tej dominującej pozycji głośnika dynamicznego i w przyszłości.

W artykule niniejszym podamy krótki przegląd rozwoju technicznego i problemów dotyczących głośnika dynamicznego.

Obwód magnetyczny głośnika stwarzał i nadal stwarza sporo problemów konstrukcyjno-technologicznych. Uzyskanie dostatecznie wielkiej wartości indukcji magnetycznej w szczelinie nie udawało się początkowo za pomocą znanych wówczas magnesów trwałych, więc chętnie stosowano elektromagnes zasilany prądem stałym z oddzielnego prostownika lub – w przypadku odbiorników radiofonicznych – z zasilacza dostarczającego napięcia anodowego. Wygląd kinowego głośnika dynamicznego z elektromagnesem przedstawiono na rys. 1. Pojawienie się w latach trzydziestych magnesów trwałych ze stopu Alnico spowodowało szybkie wyeliminowanie z użycia głośników z elektromagnesem (tzw. wzbudzanych).

Obecnie do najbardziej rozpowszechnionych należą magnesy ferrytowe i magnesy trwałe z ulepszonych stopów Alnico. Ze względu na mniejszą wartość energii jednostkowej (J/m^3) magnesy ferrytowe mają większe wymiary i są wykonywane w postaci magnesów pierścieniowych. Magnesy ze stopów Alnico wykonuje się w kształcie walca o przekroju zbliżonym do kwadratu, stanowiącego rdzeń obwodu magnetycznego, którego jarzmo ma postać kubka. Głośniki z kubkowym obwodem magnetycznym mają znacznie słabsze, w porównaniu z głośnikami z obwodem pierścieniowym z magnesem ferrytowym, rozproszone pole magnetyczne, co predystynuje je do zastosowania w telewizorach i małych radioodbiornikach.

Rys. 1. Wygląd głośnika kinowego z 1928 r.



Ostatnio opracowano zupełnie nowe stopy samarowo-kobaltowe o rewelacyjnych własnościach. Energia jednostkowa magnesów z tych stopów jest 3...6 razy większa w porównaniu z najlepszymi magnesami Alnico. Są one jednak bardzo drogie i nie ma perspektywy ich powszechnego zastosowania. Pojawiły się już słuchawki i głośniki wysokotonowe wysokiej klasy wyposażone w magnesy z tych stopów.

Masa stosowanych magnesów wynosi od kilkudziesięciu gramów w małych głośnikach odbiorników przenośnych, do 3...4 kg w wielkich głośnikach niskotonowych. Uzyskiwana w szczelinie indukcja magnetyczna wynosi 0,8...1,8 T. Najczęściej spotykane wartości w głośnikach dobrych firm wynoszą 1...1,5 T. Wartości większe od 1,5 T spotyka się prawie wyłącznie w głośnikach wysokotonowych.

Jak wiadomo, wartość indukcji w szczelinie ma wybitny wpływ na sprawność energetyczną przetwarzania oraz na tłumienie drgań własnych układu drgającego głośnika, co ma wielkie znaczenie w przypadku zespołów głośnikowych Hi-Fi.

Ze szczeliną, w której porusza się cewka drgająca, związane są dwa problemy: współosiowego umieszczenia cewki

drgającej przy małej szerokości szczeliny oraz odprowadzania ciepła wytwarzającego się w cewce. Znaczny postęp w rozwiązaniu tych problemów rokuje zastosowanie cieczy wypełniających szczelinę, a szczególnie cieczy magnetycznych, to jest zawierających materiał magnetyczny w postaci koloidalnej zawiesiny. Wypełnienie szczeliny taką cieczą polepsza odprowadzanie ciepła od cewki, wprowadza dodatkowe tłumienie układu drgającego szczególnie skuteczne w zakresie jego częstotliwości rezonansowej, zmniejsza rezystancję magnetyczną obwodu magnetycznego głośnika oraz umożliwia stosowanie węższych szczelin. Wprowadzenie cieczy do szczeliny wpływa na samoczynne współosiowe ustawianie się cewki w szczelinie, bowiem wobec lepkości cieczy cewka może być poruszana najłatwiej, gdy znajduje się w jednakowej odległości od obu ścianek szczeliny. Zastosowanie cieczy ma wiele zalet, lecz jest połączone z trudnościami technologicznymi otrzymania cieczy o odpowiednich własnościach. Ciecz powinna zachowywać wymagane właściwości w zakresie temperatur od 0° do 150°C i bardzo wolno wyparowywać. Zostały opracowane na bazie olejów silikonowych ciecze spełniające w zasadzie wymagania, jednak ich zastosowanie w głośnikach rozwija się bardzo ostrożnie. Ciecze te będą stosowane przede wszystkim w głośnikach wysokotonowych. W głośnikach niskotonowych i średnio-niskotonowych nie mogą być one stosowane ze względu na zbyt wielkie amplitudy ruchu cewki.

Przepływający przez cewkę zmienny prąd elektryczny wytwarza wokół niej zmienne pole magnetyczne, które wywołuje prądy wirowe w nabiegunnikach. Powoduje to zwiększenie zniekształceń nieliniowych głośnika o zauważalną wartość (do 0,5...1%). Można temu przeciwdziałać, pokrywając nabiegunnik wewnętrzny warstwą miedzi, co dzięki silnym prądom indukowanym w tej warstwie (efekt zamkniętego zwoju o małej rezystancji) zmniejsza prądy wirowe w nabiegunnikach i zmniejsza indukcyjność cewki, co jest korzystne. Innym sposobem przeciwdziałania powstawaniu prądów wirowych jest wykonanie nabiegunników ze sklejonych ze sobą blaszek podobnie, jak wykonuje się rdzenie transformatorów.

Membrana głośnika uległa z biegiem czasu wielkim przemianom, tak pod względem kształtu jak i materiału, z którego jest wykonywana oraz sposobu jej zawieszenia. Początkowo membrany były wycinane i sklejane z arkusza dostatecznie sztywnego papieru (patrz rys. 1). Następnie stosowano membrany papierowe, wytwarzane jako całość przez osadzanie włókien celulozowych na siatce metalowej i późniejsze prasowanie oraz impregnowanie membrany. Technologia ta jest stosowana do dziś z tym, że rozwinęły się dodatkowe zabiegi zmierzające do polepszenia własności membran. Zasadniczemu zróżnicowaniu uległy membrany przeznaczone do różnego rodzaju głośników.

Ogólnie biorąc, membrana głośnika powinna być sztywna, lekka, prędkość rozchodzenia się dźwięku w materiale membrany powinna być bardzo wielka oraz drgania powstające w membranie powinny być silnie tłumione. Ten ostatni warunek będzie spełniony wówczas, gdy przy zginaniu powstają w materiale straty wskutek efektu tarcia wewnętrznego.

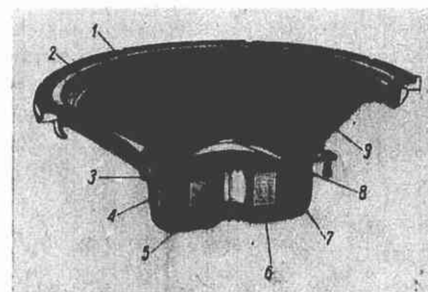
Dla polepszenia własności membran głośników zaczęto do masy celulozowej dodawać włókno szklane, włókno aluminiowe, a ostatnio włókno węglowe. Wytwarzane są również membrany o strukturze gąbczastej lub warstwowej z tym, że każda z 2–3 warstw ma nieco inne własności, takie, aby efekt wypadkowy był najlepszy.

W przypadku kopułkowych głośników wysokotonowych pojawiły się membrany z aluminium, stopów aluminiowo-magnezowych oraz z berylu. Ten ostatni metal ma bardzo dobre własności, ale jest niezwykle trudny w obróbce i dopiero dzięki najnowszym technologiom udało się ukształtować z niego czasze nadające się na membrany głośników.

Udoskonalono zawieszenie membran, co ma szczególne znaczenie w przypadku głośników niskotonowych, przystosowanych do znacznych wychyleń membrany (do kilku milimetrów). Zawieszenie dolne stanowi z reguły pofałdowany pierścień z impregnowanej tkaniny, przyklejony do cewki i do kosza głośnika. Zawieszenie górne, łączące zewnętrzne obrzeże membrany z koszem, jest wykonywane z miękkiej gąbczastej gumy lub podobnego materiału. Własności zawieszenia górnego powinny wpływać na tłumienie fal biegnących w materiale membrany od cewki w kierunku obrzeża membrany. Chodzi bowiem o to, aby zmniejszyć do minimum skłonność głośnika do powstawania fal stojących w membranie, co powoduje szkodliwe drgania obwodowe i promieniowe w membranie. Również stosowane często pofałdowanie membrany ma na celu osłabienie tych niepożądanych zjawisk w membranie. Jeden z przykładów ukształtowania i zawieszenia membrany w dobrym głośniku niskotonowym przedstawiono na rys. 2.

Dużą pomocą przy konstruowaniu nowoczesnych głośników, a szczególnie ich membran, są zupełnie nowe metody pomiarowe i zastosowanie komputerów do obróbki wyników pomiarów i do obliczeń projektowych. Szczególnie interesujące rezultaty dało zastosowanie krótkich silnych impulsów prądowych do pobudzania głośnika i zapisywanie jego odpowiedzi w szerokim zakresie częstotliwości. Metoda ta pozwala ujawnić zupełnie niewykrywalne cechy głośnika metodami konwencjonalnymi. Nie rezygnuje się nadal z badań subiektywnych przez grupy odpowiednio przygotowanych ekspertów.

Największy efekt uzyskano przez zróżnicowanie typów głośników pod kątem ich przeznaczenia. Ta „specjalizacja" głośników, zaznaczająca się szczególnie silnie w okresie ostatnich 10...15 lat, ułatwiła znacznie znalezienie rozwiązań kon-



Rys. 2. Widok dużego głośnika niskotonowego (przekrój – JBL, 136A)
1 – membrana, 2 – zawieszenie górne, 3 – nabiegunnik, 4 – nabiegunnik wewnętrzny, 5 – magnes z Alnico V, 6 – kubkowy obwód magnetyczny, 7 – cewka wykonana z drutu miedzianego o przekroju prostokątnym, 8 – pierścień stanowiący dodatkową masę, 9 – kosz z twardego stopu aluminiowego

strukcyjnych bliższych optymalnym. Nie zagłębiając się w szczegóły, wymienimy dla przykładu tylko najważniejsze grupy głośników:

- głośniki do przenośnych odbiorników radiofonicznych,
- głośniki do samochodowych odbiorników radiofonicznych i magnetofonów,
- głośniki do telewizorów,
- głośniki uniwersalne do odbiorników radiofonicznych, magnetofonów i gramofonów,
- głośniki do zespołów głośnikowych Hi-Fi różnej klasy i mocy (niskotonowe, nisko-średniotonowe, średniotonowe, wysokotonowe, ultrawysokotonowe),
- głośniki do muzycznego sprzętu profesjonalnego,
- głośniki do instalacji nagłośniających.

Znaczny postęp w konstrukcji i technologii głośników osiągnięto dzięki systematycznej pracy wielu laboratoriów badawczych i wysiłkowi producentów. Cechą charakterystyczną rozwoju tej gałęzi techniki jest to, że osiągnięty znaczny postęp jest wynikiem wielkiej liczby względnie drobnych wynalazków, udoskonaleń i pomysłów technologicznych.

A. W.

MIKSER STEREOFONICZNY Hi-Fi

mgr inż. TOMASZ ZĘBALSKI

Mikser jest urządzeniem umożliwiającym mieszanie (miksowanie) różnych sygnałów (udźwiękowianie filmów, nagrania trikowe, montaż programów dyskotekowych itp.).

Opisany mikser ma konstrukcję modułową. Oznacza to, że po wykonaniu najprostszego układu miksera, można na tej bazie przez dodanie dodatkowych bloków, bądź zastąpienie bloków standardowych układami o lepszych parametrach, skonstruować mikser o większej złożoności, bądź też modyfikować konstrukcję w zależności od potrzeb. Oczywiście opisywane układy mogą być wykorzystywane oddzielnie, w celu rozszerzenia funkcji bądź polepszenia parametrów posiadanego zestawu elektroakustycznego.

W artykule przedstawiono budowę najprostszego układu miksera. W następnych artykułach będą opisy modyfikacji i układów dodatkowych (wskaźników wysterowania, układu parametrycznej regulacji barwy dźwięku itp.).

Schemat blokowy miksera przedstawiono na rys. 1. Jest to mikser stereofoniczny, pięciokanałowy, przystosowany do współpracy z dwoma mikrofonami stereofonicznymi (dynamicznymi o małej lub średniej wartości impedancji), magnetofonem oraz dwoma gramofonami (z wkładką magnetyczną oraz piezoelektryczną). Oczywiście można wybrać inne źródła sygnału, wtedy konieczne będzie zastosowanie innych właściwych dla danych źródeł przedwzmacniaczy.

Znamionowy poziom sygnału na wyjściu każdego z przedwzmacniaczy powinien być taki sam; w tym przypadku wynosi on około 200 mV.

Sygnały z wejść (pięciobiegunowe gniazda mikrofonowe) są doprowadzane do wejść przedwzmacniaczy, przy czym zastosowano tłumienie, za pomocą dzielnika oporowego, sygnału z magnetofonu ze względu na jego zbyt duży poziom (około 0,5 V).

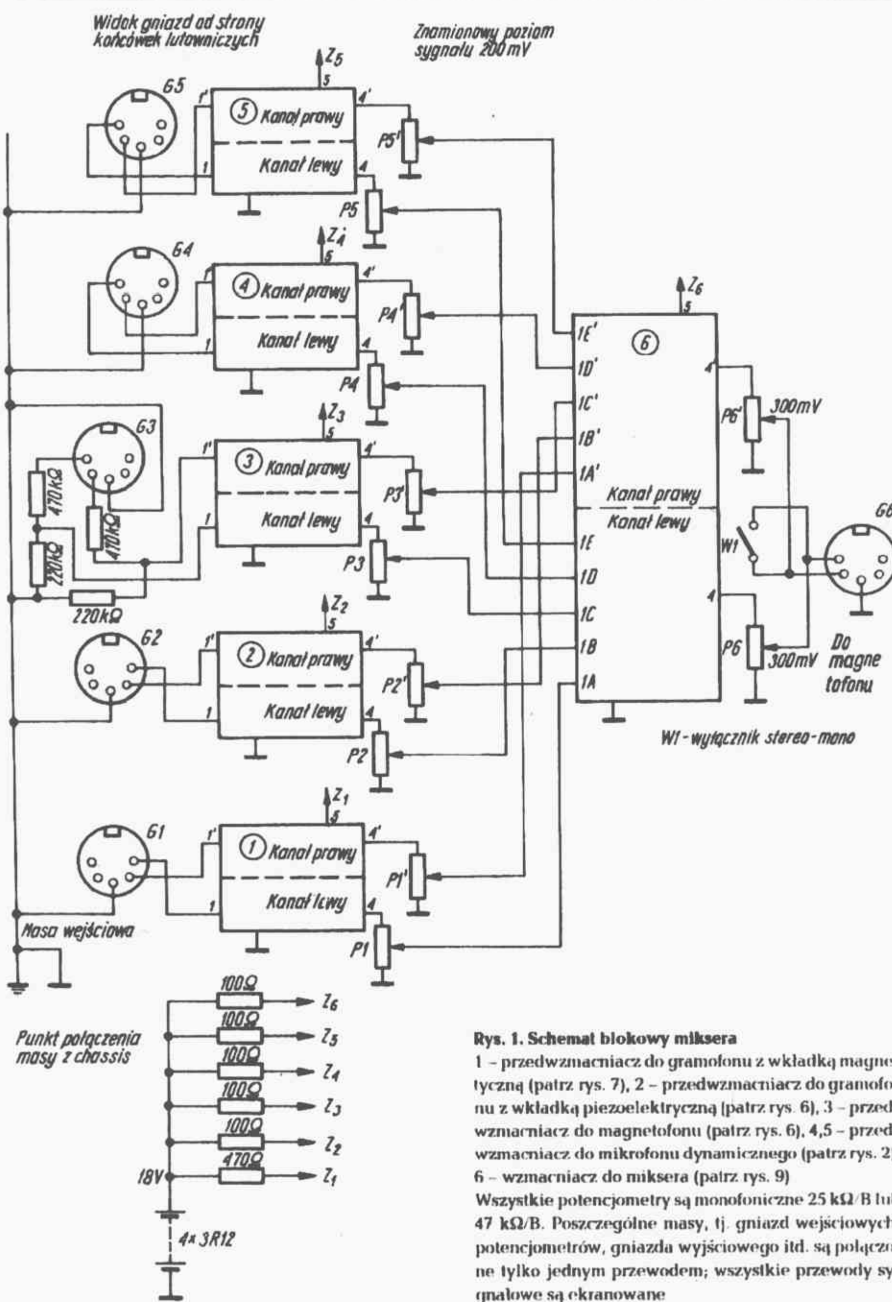
Sygnały z mikrofonów są wzmacniane w stereofonicznych przedwzmacniaczach mikrofonowych, wykonanych według schematu przedstawionego na rys. 2. Wartość współczynnika wzmocnienia każdego z przedwzmacniaczy można ustawić w granicach od 13 do 40 dB, zależnie od napięcia sygnału otrzymywanego z mikrofonu.

Sygnały z magnetofonu są doprowadzane do wejścia układu o dużej impedancji wejściowej, wykonanego według rys. 6 (wzmocnienie tego układu jest nieco większe od jedności). Gramofon z wkładką piezoelektryczną współpracuje z identycznym przedwzmacniaczem, przy czym w przypadku zbyt silnego sygnału należy zastosować dzielnik oporowy, podobnie jak dla sygnału z magnetofonu.

Gramofon z wkładką magnetyczną współpracuje z układem przedwzmacniacza wykonanym według schematu przedstawionego na rys. 7.

Sygnały z wyjść przedwzmacniaczy są tłumione do odpowiedniego poziomu przez potencjometry P1...P5 (lewy kanał) i P1'...P5' (prawy kanał). W mikserze zastosowano potencjometry monofoniczne (pojedyncze) typu suwakowego ze względu na wygodniejszą ich obsługę. Przy bliskim umieszczeniu potencjometrów obydwu kanałów można jednocześnie zmieniać położenie obydwu suwaków, czego nie można dokonać, gdy zastosuje się potencjometry obrotowe.

Sygnały ze ślizgaczy potencjometrów są doprowadzane do wejścia wzmacniacza sumującego, wykonanego według rys. 9. Wartość wzmocnienia napięciowego tego układu wynosi około 10 dB. Wartość skuteczna znamionowego sygnału wyjścio-



Rys. 1. Schemat blokowy miksera

1 – przedwzmacniacz do gramofonu z wkładką magnetyczną (patrz rys. 7), 2 – przedwzmacniacz do gramofonu z wkładką piezoelektryczną (patrz rys. 6), 3 – przedwzmacniacz do magnetofonu (patrz rys. 6), 4,5 – przedwzmacniacz do mikrofonu dynamicznego (patrz rys. 2), 6 – wzmacniacz do miksera (patrz rys. 9)

Wszystkie potencjometry są monofoniczne 25 kΩ/B lub 47 kΩ/B. Poszczególne masy, tj. gniazd wejściowych, potencjometrów, gniazda wyjściowego itd. są połączone tylko jednym przewodem; wszystkie przewody sygnałowe są ekranowane

wego wynosi około 0,5 V. Sygnał wyjściowy jest doprowadzany do gniazda G6 przystosowanego do współpracy z magnetofonem. Jeżeli końcowym urządzeniem toru jest odbiornik radiofoniczny, należy połączyć ślizgacze potencjometrów P6 i P6 z zaciskami 3 (lewy kanał) i 5 (prawy kanał) gniazda G6.

Urządzenie jest zasilane z czterech płaskich baterii typu 3R12. Ten rodzaj zasilania wybrano ze względu na mały pobór prądu przez wszystkie układy oraz brak kłopotów z przydźwiękiem i filtracją napięć zasilających.

Mikser musi być dobrze ekranowany (wskazana jest obudowa metalową), a uziemienia i masy powinny być poprowadzone właściwie ze względu na duże czułości układów.

W przypadku, gdy znamionowe poziomy sygnałów na wyjściach przedwzmacniaczy różnią się dość znacznie między sobą, należy skorygować wartości, rezystorów sumacyjnych miksera (rezystory R1 do R5 na rys. 9), zwiększając wartość rezystancji rezystora w tym kanale, w którym sygnał jest zbyt silny i odwrotnie.

PODSTAWOWE BLOKI MIKSERA

Wzmacniacz mikrofonowy

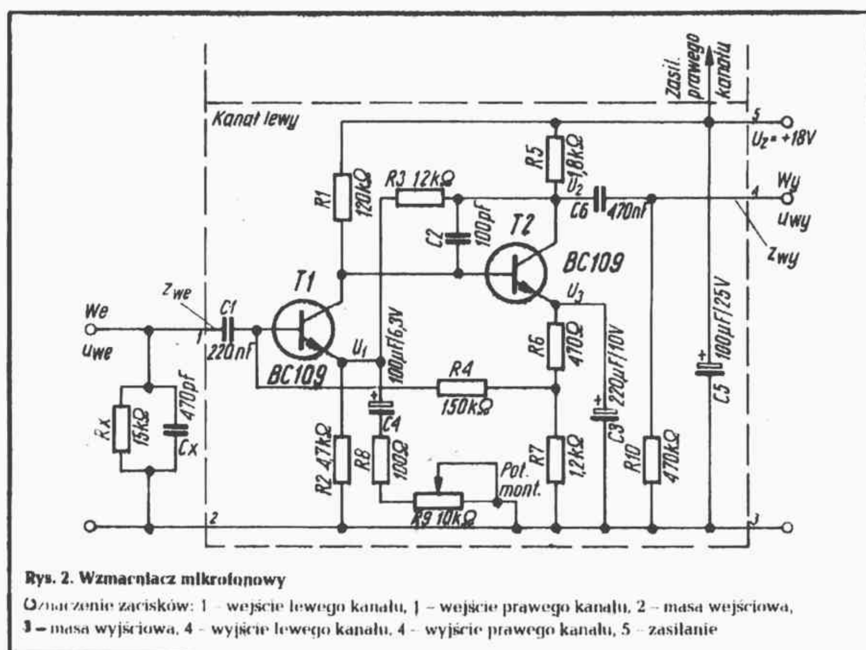
Na rysunku 2 przedstawiono schemat wzmacniacza mikrofonowego wysokiej jakości, o niskim poziomie zniekształceń nieliniowych i niskim poziomie szumów (duża wartość zakresu dynamiki).

Opisywany wzmacniacz jest układem dwutranzystorowym o galwanicznym sprzężeniu między obydwoma stopniami. Dużą zaletą układu jest dobra stabilizacja punktów pracy, osiągnięta przez zastosowanie dwóch ujemnych sprzężeń zwrotnych dla prądu stałego. Jedno z tych sprzężeń zrealizowano między emiterem tranzystora T2 a bazą tranzystora T1 (rezystor R4), drugie między kolektorem tranzystora T2 a emiterem tranzystora T1 (rezystor R3). Od głębokości drugiego sprzężenia zależy jednocześnie wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego całego układu A_u (sprzężenia zwrotne tego typu są stosowane często w technice Hi-Fi).

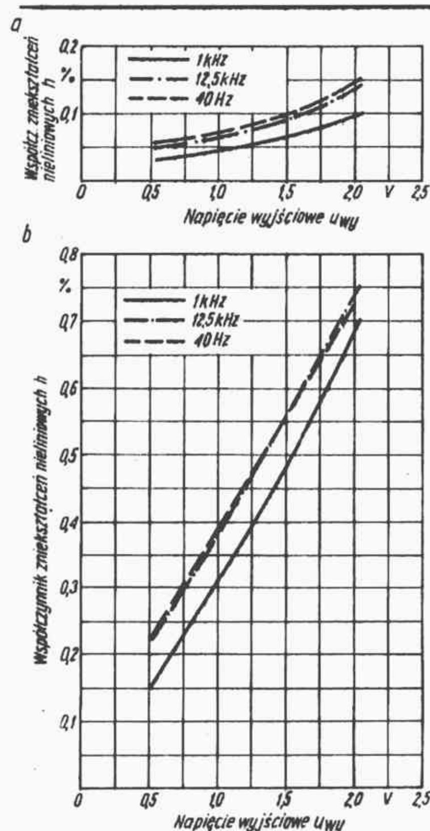
Zmieniając głębokość sprzężenia zwrotnego (zmiana wartości rezystora R9) można regulować wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego A_u w dość szerokich granicach (od 13 do 40 dB).

Na rysunku 3 przedstawiono charakterystyki zniekształceń nieliniowych wzmacniacza. Dla sygnału 0,75 V poziom zniekształceń nieliniowych wynosi 0,75% przy 40 dB wzmocnienia i 0,15% przy 13 dB. Poziom szumów na wyjściu układu zależy oczywiście od wartości współczynnika wzmocnienia. Wzmacniacz ten jest przystosowany do sterowania sygnałem z mikrofonu dynamicznego o impedancji rzędu kilkuset omów do kilku kiloomów. Takim mikrofonem jest np. popularny mikrofon stereofoniczny MDU24. Mikrofon ten składa się z dwóch oddzielnych mikrofonów o impedancji 700 Ω, mających charakterystyki kardioidalne. Dla generatora o impedancji równej 700 Ω poziom szumów odniesiony do wejścia wzmacniacza o wzmocnieniu 40 dB wynosi ułamek µV. Tak więc dla sygnałów użytecznych w przedziale od 150 µV do 8 mV zakres dynamiki wzmacniacza jest lepszy od 50 dB.

Na wejściu wzmacniacza zastosowano układ antywzbudzeniowy R_x, C_x stosowany dla mikrofonów o średnich wartościach impedancji (od kilkuset omów do kilku kiloomów).



Rys. 2. Wzmacniacz mikrofonowy
Oznaczenie zacisków: 1 – wejście lewego kanału, 1 – wejście prawego kanału, 2 – masa wejściowa, 3 – masa wyjściowa, 4 – wyjście lewego kanału, 4 – wyjście prawego kanału, 5 – zasilanie



Rys. 3. Charakterystyka zniekształceń nieliniowych wzmacniacza mikrofonowego
a – A_u = 13 dB, b – A_u = 40 dB

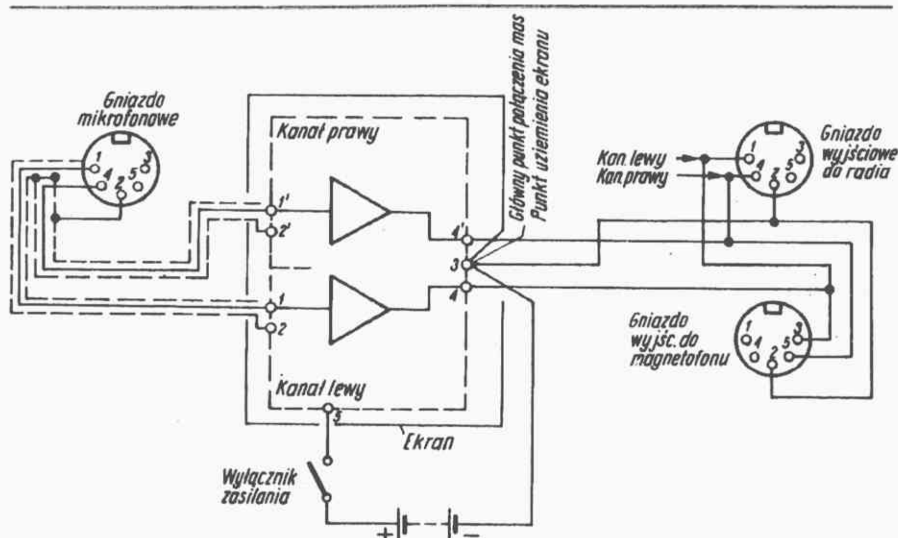
Jeżeli wzmacniacz mikrofonowy ma być wykorzystywany jako oddzielny człon, wtedy połączenia układu z gniazdami należy wykonać według rys. 4. Zarówno wzmacniacz, jak i gniazda wejściowe i wyjściowe powinny być osłonięte ekranem, a masa układu dołączona do ekranu tylko w jednym miejscu.

Parametry wzmacniacza są następujące:
Napięcie zasilania U_z: +18 V ±15%
Wzmocnienie napięciowe A_u: 13...40 dB
Impedancja wejściowa Z_{we}: >100 kΩ
Impedancja wyjściowa Z_{wy}:
50 Ω (A_u = 13 dB)
120 Ω (A_u = 40 dB)
Pasmo (na poziomie –3 dB):
20...20 000 Hz

A oto wartości napięć w charakterystycznych punktach układu dla U_z = 18 V: U_1 = 3,4 V, U_2 = 10,8 V, U_3 = 5,6 V, U_4 = 6,2 V.

Wykaz użytych elementów dla jednego kanału stereofonicznego

R e z y s t o r y (wszystkie typu MŁT 0,125 lub 0,25 W, 5%)
R1 – 120 kΩ
R2 – 4,7 kΩ
R3 – 12 kΩ
R4 – 150 kΩ
R5 – 1,8 kΩ
R6 – 470 Ω
R7 – 1,2 kΩ
R8 – 100 Ω
R9 – 10 kΩ (potencj. montaż.)
R10 – 470 kΩ
R_x – 15 kΩ



Rys. 4. Schemat połączeń wzmacniacza mikrofonowego z gniazdami pięciobiegunowymi typu mikrofonowego (połączenia gniazd od strony końcówek lutowniczych). Zasilanie: baterie typu 3R12 (4 szt.) lub 6F%% (2 szt.)

K o n d e n s a t o r y
C1 – 220...470 μF, poliestrowy MKSE
C2 – 100 pF, ceramiczny
C3 – 220 μF/10 V, elektrolityczny
C4 – 100 μF/6,3 V, elektrolityczny
C5 – 47 μF/25 V (mono), 100 μF/25 V (stereo), elektrolityczny
C6 – 470 nF, poliestrowy o tolerancji 20%
C_x – 470 pF, styrofleksowy KSF o tolerancji 10%

T r a n z y s t o r y
T1, T2 – BC109, BC149, BC108, BC148 lub z „Zestawu nr 4" CEMI, w obudowie TO-92, TM-1, selekcjonowane pod kątem minimalnego poziomu szumów; jako T1 można zastosować niskoszumny tranzystor BC109, a jako T2 – krzemowy o współczynniku wzmocnienia prądowego $h_{FE} \geq 150$.

Schemat płytki montażowej wzmacniacza w wersji stereofonicznej przedstawiono na rys. 5.

Przedwzmacniacz o wielkiej wartości impedancji wejściowej (do adaptera piezoelektrycznego)

Adapter piezoelektryczny jest najprostszym przetwornikiem gramofonowym. Ze względu na charakter pojemnościowy impedancji przetwornika, impedancja wejściowa wzmacniacza powinna mieć wielką wartość, aby sygnały o najmniejszych częstotliwościach były prawidłowo przenoszone.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat przedwzmacniacza o wielkiej wartości impedancji wejściowej. Wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego A_u można wyznaczyć z wzoru:

$$A_u = \frac{u_{wy}}{u_{we}} \approx \frac{R5+R6}{R6}$$

Wartość A_u jest dobierana w zależności od rodzaju wkładki (dla krajowej wkładki UF 50, $A_u = 1$).

Parametry przedwzmacniacza są następujące.

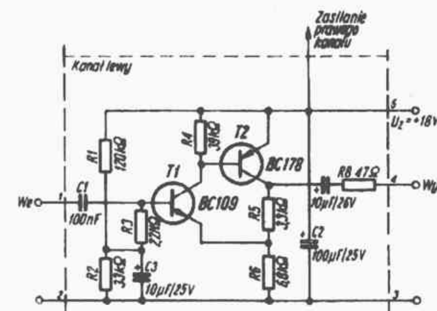
Napięcie zasilania: 18 V (±25%)

Pobór prądu (mono): około 1 mA

Impedancja wejściowa: 2 MΩ

Zakres dynamiki (dla sygnału 100 mV): >80 dB

Poziom zniekształceń nieliniowych (u_{wy} = 1 V): 0,02%

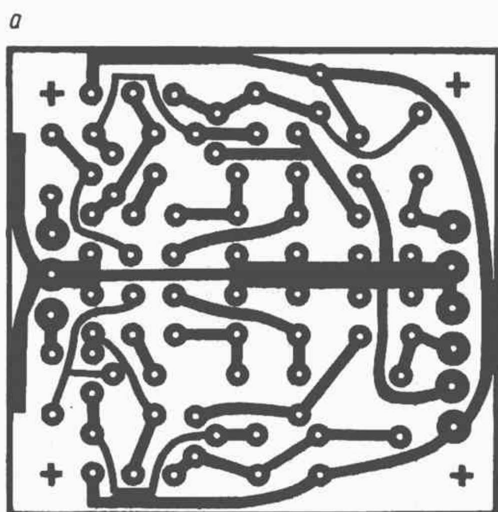


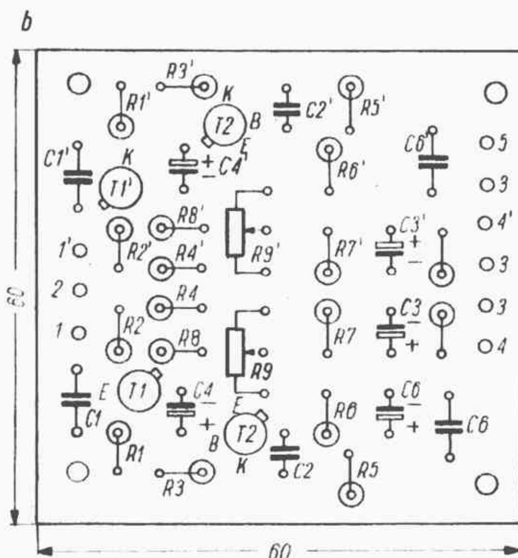
Rys. 6. Przedwzmacniacz o dużej wartości impedancji wejściowej

Wykaz użytych elementów dla jednego kanału

R e z y s t o r y (wszystkie typu MŁT 0,125 lub 0,25 W/10%)

R1 – 120 kΩ	R5 – 3,3 kΩ
R2 – 33 kΩ	R6 – 6,8 kΩ
R3 – 2,2 MΩ	R7 – 100 Ω
R4 – 39 kΩ	R8 – 47 Ω





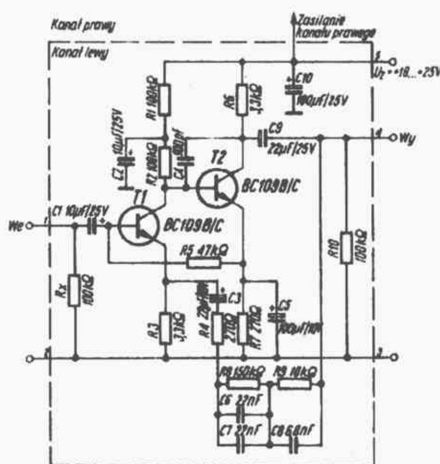
Rys. 5. Płytka montażowa wzmacniacza mikrofonowego (wersja stereofoniczna)
a – połączenia elektryczne (widok od strony folii miedzianej), b – rozmieszczenie podzespołów

Kondensatory
C1 – 100...220 nF, poliestrowy MKSE
C2 – 47 μF/25 V (mono), 100 μF/25 V (stereo), elektrolityczny
C3 – 10 μF/25 V, elektrolityczny
C4 – 10 μF V, elektrolityczny

Tranzystory
T1 – BC109, BC149
T2 – BC178, BC158

Przedwzmacniacz do gramofonu z wkładką magnetyczną

Na rysunku 7 przedstawiono schemat przedwzmacniacza. Niskoszumny tranzystor T1 pracuje z prądem kolektora około 100 μA. Polaryzację tego tranzystora zapewnia sprzężenie zwrotne realizowane przez rezystor R5 z emitera tranzystora T2. Sprzężenie to wpływa również na



Rys. 7. Schemat przedwzmacniacza do gramofonu z wkładką magnetyczną

impedancję wejściową przedwzmacniacza. Tranzystor T2 pracuje z prądem kolektora około 3 mA.
Charakterystyka częstotliwościowa układu jest ukształtowana wg standardu RIAA przez elementy sprzężenia zwrotnego: R8, C6, C7, R9, C8.

Sprzężenie emiterowe w pierwszym stopniu przedwzmacniacza (elementy R3, C3, R4) kształtuje charakterystykę przenoszenia układu dla małych częstotliwości zapewniając opadanie amplitudowej charakterystyki częstotliwościowej dla częstotliwości mniejszych od 30 Hz.
Parametry przedwzmacniacza są następujące.
Napięcie zasilania U_z: 18...25 V
Wzmocnienie napięciowe A_u: 35 dB
Współczynnik zniekształceń nieliniowych harmonicznych (sygnał wyjściowy 1 V, f = 10 kHz): h < 0,02%
Sygnał wyjściowy (znamionowy): 200 mV
Odstęp sygnału od szumu: 80 dB
Zapas zakresu dynamiki (poziom ograniczania 4 V): > 20 dB.

Wykaz użytych elementów dla jednego kanału

Rezystory (wszystkie typu MŁT 0,125 lub 0,25 W/5%)

R1, R2, R 10 – 100 kΩ	R8 – 150 kΩ
R3, R6 – 3,3 kΩ	R9 – 10 kΩ
R4, R7 – 270 Ω	R10 – 470 Ω
R5 – 47 kΩ	R_x – 100 kΩ

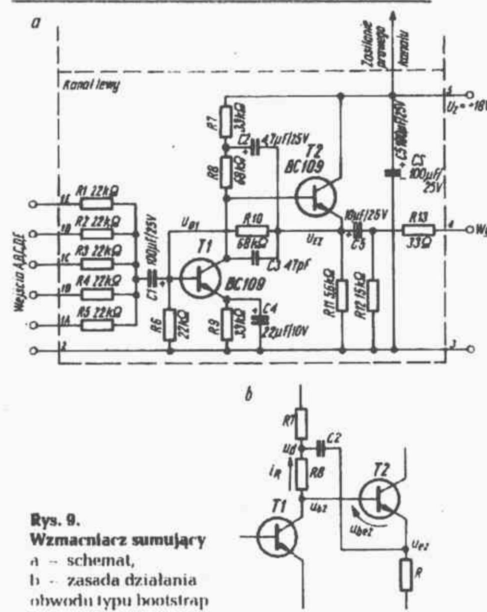
Kondensatory
C1, C2 – 10 μF/25 V
C3 – 22 μF/10 V,
C4 – 100 pF
C5 – 100 μF/10 V
C6 – 2,2 nF, styrofl. KSF 10%
C7 – 22 nF, styrofl. KSF 5% lub poliestr.
C8 – 6,8 nF, styrofl. 5%
C9 – 22 μF/25 V
C10 – 100 μF/25 V

Tranzystory
T1, T2 – BC414B/C lub BC109B/C.

Przedwzmacniacz w wersji stereofonicznej zmontowano na płytce drukowanej (rys. 8).

Wzmacniacz sumujący miksera

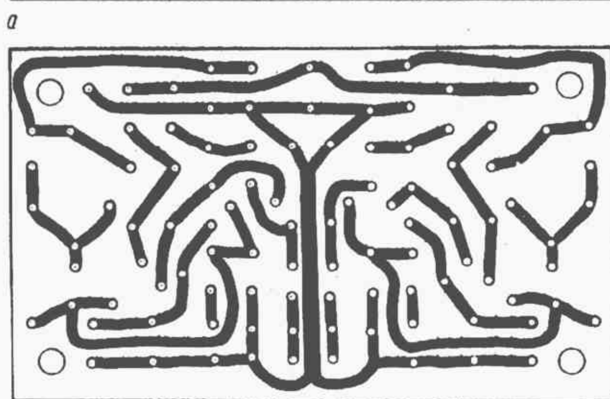
Na rysunku 9 przedstawiono schemat podstawowego układu miksera, tj. sumującego wzmacniacza wielowejściowego (pięciowejściowego).
W wzmacniaczu tym zastosowano układ umożliwiający zwiększenie wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego. Jest to obwód z dodatnim sprzężeniem zwrotnym typu bootstrap (określenie to nie ma odpowiednika w języku polskim). Zasadę działania obwodu tego typu wyjaśniono na rys. 9b, przedstawiającym fragment schematu wzmacniacza.



Rys. 9. Wzmacniacz sumujący
a – schemat,
b – zasada działania obwodu typu bootstrap

Obciążenie tranzystora T1 stanowi rezystor R8 tworzący wraz z rezystorem R7 i kondensatorem C2 obwód typu bootstrap.
Tranzystor T2 pracuje w układzie wtórnika emiterowego, to znaczy, że zmiany wartości napięcia (zmiennego) u_{e2} na emiterze wtórują zmanionom wartości napięcia bazy u_{b2} z dokładnością zależną od wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego wtórnika emiterowego A_w, więc występuje zależność:

$$u_{e2} = A_w \cdot u_{b2}$$



Rys. 8. Płytka montażowa przedwzmacniacza do gramofonu z wkładką magnetyczną
a – połączenia elektryczne (widok od strony folii miedzianej), b – rozmieszczenie elementów

Wartość A_w jest tym bliższa jedności, im większa jest wartość współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora T2.

Ponieważ kondensator C2 ma wielką pojemność (kondensator elektrolityczny), napięcie u_d w węźle dzielnika R7, R8 jest prawie równe napięciu u_{e2}. Wobec tego na rezystorze R8 występuje napięcie zmienne, równe spadkowi napięcia zmiennego na złączu baza–emiter tranzystora T2:

$$u_{be2} = u_{b2} - u_d = u_{b2} - u_{e2} = u_{b2} - k u_{b2} = (1-k)\,u_{b2}$$

Wartość napięcia zmiennego na rezystorze R8 jest więc bardzo mała, gdyż wartość A_w jest bliska jedności. Niewielka jest więc również wartość prądu zmiennego i_R płynącego przez ten rezystor:

$$i_R = \frac{u_{be2}}{R8} = \frac{(1-k)\,u_{b2}}{R8} = \frac{u_{b2}}{R_{zast}}$$

przy czym:

$$R_{zast} = \frac{R8}{1-A_w} \gg R8$$

Efektem działania obwodu typu bootstrap jest zwiększenie dla składowych zmiennych wartości rezystancji włączonej w obwód kolektorowy tranzystora T1 z wartości równej rezystancji R8 do wartości R_{zast}. Wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego stopnia tranzystorowego pracującego w układzie wspólnego emitera jest w przybliżeniu proporcjonalna do wartości rezystancji w obwodzie kolektora, a więc zastosowanie układu bootstrap powoduje wielokrotne zwiększenie wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego danego stopnia. Na przykład: dla $A_w = 0{,}98$ wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego wzmacniacza tranzystorowego o wzmocnieniu, np. 40, wzrasta po zastosowaniu układu bootstrap 50-krotnie i wynosi 2000! Wartość pojemności kondensatora C2 musi być odpowiednio wielka, aby układ działał poprawnie (skutecznie) również w zakresie małych częstotliwości akustycznych.

Wzmacniacze z obwodami typu bootstrap mają bardzo duże wzmocnienie. Zastosowanie głębokiego ujemnego sprzężenia zwrotnego, zmniejszając wzmocnienie umożliwia jednocześnie wydatne zmniejszenie poziomu zniekształceń nieliniowych danego wzmacniacza.

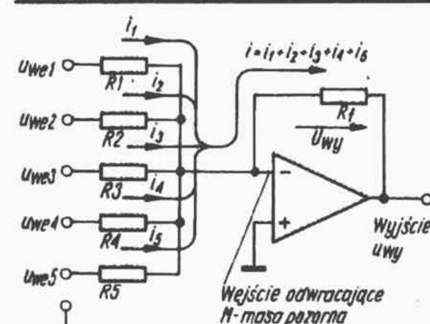
Zastosowanie układu bootstrap w omawianym wzmacniaczu sumującym powoduje zwiększenie wartości wzmocnienia do około 4000 (przy otwartej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego) i zredukowanie poziomu zniekształceń nieliniowych do 0,02% przy sygnale wyjściowym 350 mV i odpowiednio 0,08% – przy sygnale 3 V (przy zamkniętej pętli).

Ze względu na dużą wartość wzmocnienia stopnia z tranzystorem T1 wartość napięcia zmiennego na bazie tranzystora T1 jest bardzo mała (4000 razy mniejsza od wartości napięcia wyjściowego). Wzmacniacz ten jest więc układem z tzw. masą pozorną. Oznacza to, że poziom napięcia zmiennego na wejściu układu (baza tranzystora T1) jest na tyle niski, że punkt ten ma w przybliżeniu potencjał masy (dla składowej zmiennej). Punkt ten nazywany jest więc „masą pozorną" lub punktem masy pozornej.

Omawiany układ można przedstawić jako pięciowejściowy wzmacniacz (rys. 10) z otwartą pętlą z obwodem ujemnego sprzężenia zwrotnego (rezystor R_f), przy czym zakłada się, że wartości rezystorów R1...R5 uwzględniają rezystancje źródeł sygnału. Ponieważ punkt M (baza tranzystora T1) jest punktem masy pozornej, wartości prądów $i_1 ... i_5$ można wyznaczyć z prostych zależności:

$$i_1 = \frac{u_{we}}{R1}, \quad i_2 = \frac{u_{we2}}{R2}, \quad \ldots \quad i_5 = \frac{u_{we5}}{R5}$$

Zakładając, że żaden z tych prądów nie wpływa do wejścia wzmacniacza (jest to w pewnym przybliżeniu zgodne z rzeczywistością), płyną one przez rezystor



Rys. 10. Idealny wzmacniacz sumujący

sprzężenia zwrotnego R_f, wywołując na nim spadek napięcia równy co do wartości sygnałowi wyjściowemu układu:

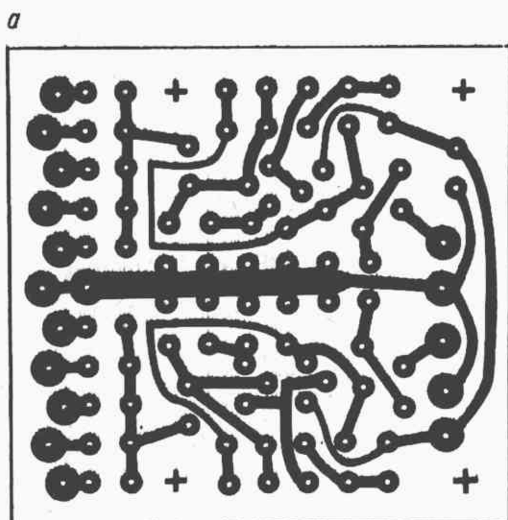
$$u_{wy} = -iR_f = -R_f \sum_{i=1}^{5} i_i$$

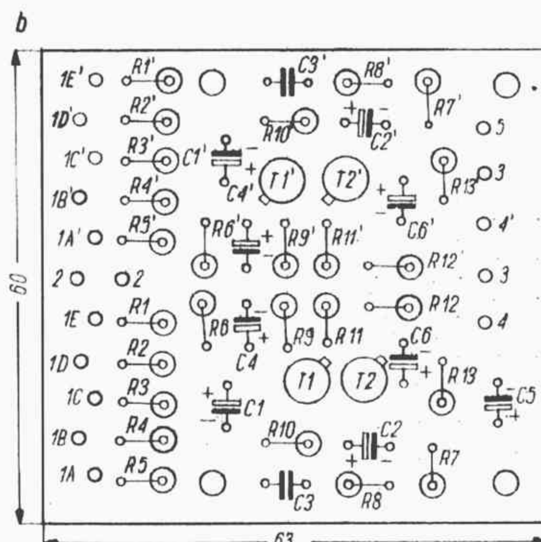
(znak minus oznacza odwracanie fazy przez układ).

Wartości współczynników wzmocnienia napięciowego układu dla każdego z sygnałów wejściowych można obliczyć z następujących zależności (zakładając superpozycję, tj. liniowe sumowanie się poszczególnych prądów składowych w rezystorze R_f):

$$A_1 = \frac{u_{wy}}{u_{we1}} = -\frac{R_f}{R1} \quad A_2 = \frac{u_{w2}}{u_{we2}} = -\frac{R_f}{R2} \quad \ldots$$

$$A_5 = \frac{u_{wy}}{u_{we5}} = -\frac{R_f}{R5}$$





Rys. 11. Płytka montażowa wzmacniacza do miksera (wersja stereofoniczna)
a – połączenia elektryczne (widok od strony folii miedzianej), b – rozmieszczenie elementów

Zmieniając wartości rezystorów szeregowych R1...R5 lub wartości sygnałów $u_{we1}...u_{we5}$ można uzyskać mieszanie (miksowanie) tych sygnałów w dowolnych proporcjach (liczba wejść może być zwiększona do dziesięciu, jednak kosztem pogorszenia parametrów szumowych układu).

Pierwszy stopień wzmacniacza zoptymalizowano szumowo. Tranzystor T1 pracuje bowiem z prądem kolektora rzędu kilkudziesięciu mikroamperów. Kondensator C3 włączony równolegle z rezystorem sprzężenia zwrotnego R_f ogranicza wartość pasma od góry, zapobiegając niestabilnej pracy układu.

Parametry układu wzmacniacza są następujące.
Napięcie zasilania: 18 V (±25%)
Pobór prądu (mono): 2 mA
Pasmo przenoszenia (–0,5 dB): 30...20 000 Hz
Zakres dynamiki (u_{wy} = 350 mV): 85 dB
Zniekształcenia nieliniowe:
(u_{wy} = 350 mV, f = 1 kHz) < 0,02%
(u_{wy} = 3 V, f = 1 kHz) < 0,08%
Liczba wejść: 5

Wykaz użytych elementów układu dla jednego kanału

R e z y s t o r y – wszystkie typu MŁT 0,125 W lub 0,25 W (10%)

R1...R6 kΩ	R10 – 68 kΩ
R7 – 33 kΩ	R11 – 5, 6 kΩ
R8 – 68 kΩ	R12 – 15 kΩ
R9 – 33 kΩ	R13 – 33 kΩ

K o n d e n s a t o r y
C1 – 100 µF/25 V, elektrolityczny
C2 – 4,7 µF/25 V, elektrolityczny
C3 – 47 pF, styrofleksowy KSF lub ceramiczny 10%
C4 – 22 µF/10 V, elektrolityczny
C5 – 47 µF/25 V (mono), 100 µF/25 V (stereo), elektrolityczny
C6 – 10 µF/25 V, elektrolityczny

T r a n z y s t o r y
T1, T2 – BC109, BC149, BC108, BC148 lub tranzystory z „Zestawu nr 4" CEMI w obudowie TO-92, TM-1. h_{FE} ⩾ 150 (I_C = 1 mA, U_{CE} = 5 V) selekcjonowane pod kątem minimalnego poziomu szumów (szczególnie T1). Można również jako T1 zastosować tranzystor niskoszumny BC109, a jako T2 tranzystor o h_{FE} ⩾ 150.

Wzmacniacz sumujący w wersji stereofonicznej zmontowano na płytce drukowanej (rys. 11). Wartości napięć w charakterystycznych punktach układu są następujące: U_z = 18 V (±25%), U_{B1} – 2,5 V, U_{E2} = 10,5 V.

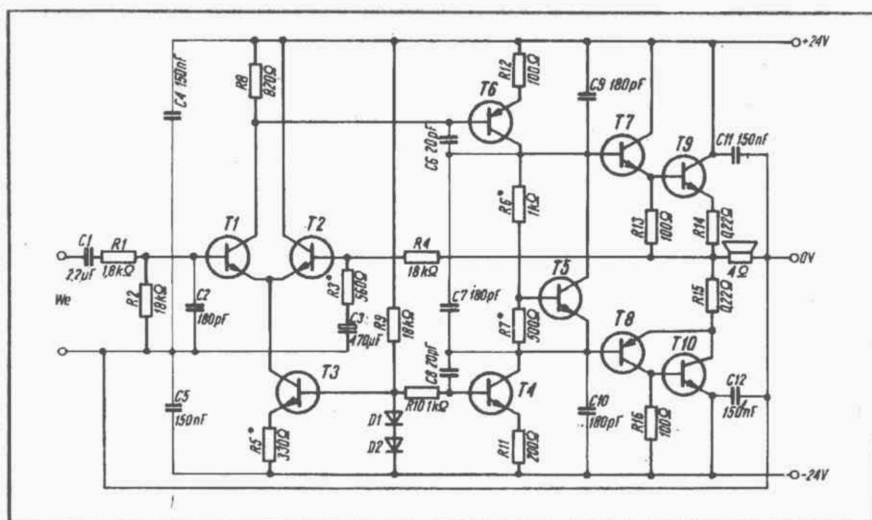
WZMACNIACZ MOCY 20 W

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Opisany niżej wzmacniacz mocy opracowano na podstawie układu hybrydowego wzmacniacza TA7625 firmy RCA.
Wzmacniacz przedstawiony obok na rysunku charakteryzuje się następującymi parametrami:
- znamionowe napięcie wejściowe: 1 V
- pasmo przenoszenia: 10 Hz...100 kHz
- moc wyjściowa (obciążenie 4 Ω): 20 W
- współczynnik zawartości harmonicznych: poniżej 0,1%
- napięcie zasilające: +24 V
- prąd zasilania (maksymalny): 1200 mA

Wzmacniacz zaprojektowano na elementach dostępnych na rynku. Istotną sprawą jest stosowanie w obwodach wejściowych kondensatorów tantalowych (C1 i C3) i poliestrowych (C2) oraz rezystorów małoszumnych typu AT (R1 i R2). Wszystkie kondensatory zabezpieczające przed wzbudzaniem się wzmacniacza powinny być bezindukcyjne, najlepiej ferroelektryczne.
Kondensator C3 i rezystor R3 ustalają czułość wejściową i pasmo przenoszenia wzmacniacza. Większa pojemność kondensatora C3 prowadzi do poszerzenia pasma przenoszenia w stronę małych częstotliwości; zmniejszenie rezystancji R3 zwiększa czułość wzmacniacza.
Tranzystory końcowe (T9 i T10) zamocowano na radiatorach wygiętych z poczernionej blachy aluminiowej (2 mm) o wymiarach 40 × 80 mm. Do jednego z radiatorów przyklejono tranzystor stabilizacji termicznej (T5). Tranzystory sterujące (T7 i T8) nie mają radiatorów. Cały układ wraz z tranzystorami końcowymi na radiatorach mieści się na płytce drukowanej o wymiarach 130 × 60 mm.
Wzmacniacz projektowano z myślą o zastosowaniu go w domowym sprzęcie elektroakustycznym w zestawach stereofonicznych lub kwadrofonicznych w połączeniu z zespołem głośnikowym o mocy 20...40 W.
Uruchomienie wzmacniacza ogranicza się do ustalenia rezystancji rezystorów R5, R6, R7. Rezystorem R5 (około 330 Ω) ustala się napięcie stałe na wyjściu wzmacniacza (powinno ono wynosić nie więcej niż ± 50 mV).
Rezystorami R6 (około 1 kΩ) i R7 (około 500 Ω) ustala się prąd spoczynkowy wzmacniacza; powinien on wynosić około 60 mA.

Stosunkowo mała powierzchnia radiatorów tranzystorów końcowych powoduje, że tranzystory końcowe nagrzewają się dość znacznie (około 80°C). Nie grozi to jednak uszkodzeniem wzmacniacza.



WYKAZ ELEMENTÓW

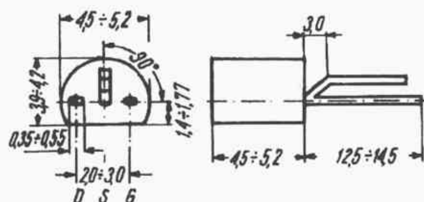
T r a n z y s t o r y
T1, T2, T3 – BC109C
T4 – BC107B, BC237B
T5 – BC237B
T6 – BC177B, BC157B
T7 – BC211 } para sterująca (dobrana)
T8 – BC313 }
T9, T10 – 2N3055 (najlepiej firmy Fairchild Semiconductor Corp.)

Diody
D1, D2 – BAYP43 lub podobne

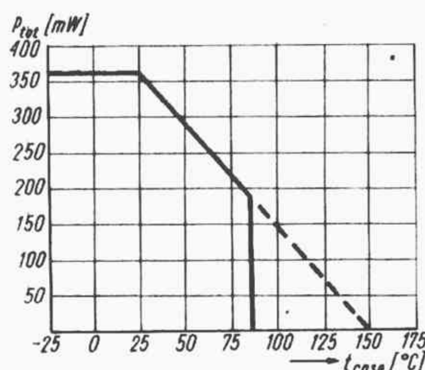
NOWY TRANZYSTOR POLOWY Z NPCP CEMI

mgr inż. ANNA MIŁOSZ

Od drugiego półrocza ub. r. są produkowane w Naukowo-Produkcyjnym Centrum Półprzewodników CEMI krzemowe tranzystory polowe typu BF245 – odpowiedniki tranzystorów BF245 firmy Sescosem. Są to tranzystory epitaksjalno-planarne, złączowe z kanałem typu n, w obudowach plastykowych typu T0-92.



Rys. 1. Szkic obudowy tranzystora BF245



Rys. 2. Zależność dopuszczalnej mocy traconej w tranzystorze od temperatury obudowy

Szkic obudowy tranzystora BF245 przedstawiono na rys. 1.

Ze względu na swoje zalety tranzystory polowe są coraz częściej stosowane w układach elektronicznych. Odznaczają się one następującymi zaletami:

- dużą rezystancją wejściową wynoszącą setki, a nawet tysiące megaomów,
- maksymalną częstotliwością graniczną rzędu kilku GHz,
- brakiem szumów śrutowych,
- małą modulacją skrośną.

Tranzystory polowe typu BF245 są przeznaczone do zastosowań we wzmacniaczach małej i wielkiej częstotliwości o niskim poziomie szumów i dużej impedancji wejściowej.

Parametry techniczne tranzystorów BF245 zawiera tablica.

Parametry techniczne tranzystorów typu BF245

Parametr	Symbol	Jednostka	Wartość
Napięcie stałe bramka-dren	U_{GD}	V	30
Napięcie stałe dren-źródło	U_{DS}	V	±30
Prąd bramki	I_G	mA	10
Całkowita moc na wszystkich elektrodach przy $t_{case} \leq 25°C$	P_{tot}	mV	360
Prąd upływu bramki przy $U_{GS} = -20$ V, $U_{DS} = 0$	I_{GSS}	nA	5
Prąd drenu przy $U_{DS} = 15$ V, $U_{GS} = 0$	I_{DSS}	mA	bez selekcji 2...25 A 2...6,5 B 6...15 C 12...25
Napięcie odcięcia bramka-źródło przy $U_{DS} = 15$ V, $I_D = 10$ nA	$J_{GS(OFF)}$	V	–0,5...–8,0
Pojemność zwrotna w układzie wspólnego źródła (wejście zwarte dla przebiegów zmiennych) przy $U_{DS} = 20$ V, $U_{GS} = 0$, f = 1 kHz	C_{12SS}	pF	1,1
Moduł zwarciowej admitancji przenoszenia w przód przy $U_{DS} = 15$ V, $U_{GS} = 0$, f = 1 kHz	y_{21S}	mS	3...6,5
Współczynnik szumów przy $U_{DS} = -20$ V, $U_{GS} = 0$, f = 1 kHz, $R_G = 1$ kΩ	F	dB	1,5

Na rysunku 2 przedstawiono zależność* całkowitej mocy traconej w tranzystorze od temperatury obudowy.

* Dopuszczalnej

mgr inż. ZDZISŁAW BIEŃKOWSKI-SP6LB

PROSTY STABILIZATOR NAPIĘCIA Z ZABEZPIECZENIEM PRZECIWZWARCIOWYM

Koncepcja opisywanego układu była opublikowana w czasopiśmie holenderskim „Electronic" nr 12/1978 r. Na jej podstawie wykonano model, którego schemat jest przedstawiony na rys. 1.

Zasilacz składa się z transformatora TS 40/54 o napięciu 2×14 V, diod prostowniczych 1 A (np. BYP401), kondensatora elektrolitycznego C1 – 4700 μF/25 V.

Stabilizator składa się z tranzystora szeregowego T1 – (ADP672), sterowanego źródłem prądowym zawierającym tranzystor T2 (BC527), będący jednocześnie wzmacniaczem sygnału błędu oraz układu ograniczenia prądu (D1, R2) i układu odciążania przy zwarciu (D2, R1, T2).

Przez tranzystor szeregowy T1 (p-n-p) przepływa prąd o takim natężeniu, aby na rezystancji obciążenia R_L wystąpił spadek napięcia U_0. Jest to żądana wartość napięcia stabilizowanego. Wielkość tego prądu (I_0) zależy od prądu kolektora I_{C2} tranzystora T2 i współczynnika wzmocnienia prądowego β_1 tranzystora T1:

$$I_0 = \beta_1 \cdot I_{C2} \qquad (1)$$

Prąd I_{C2} płynie w obwodzie: „+" zasilacza – emiter T1 – baza T1 – kolektor T2 – emiter T2, rezystor R2 i „–". Przez rezystor R2 płynie ponadto prąd diody D1. Suma tych prądów wywołuje na rezystorze R2 spadek napięcia:

$$U_2 = (I_{C2} + I_{D1})\,R2 \qquad (2)$$

Napięcie to jest mniejsze od napięcia stabilizowanego U_0 o wielkość spadku napięcia na diodzie krzemowej D1, wynoszący 0,7 ... 0,8 V. Napięcie baza–emiter tranzystora T2 (U_{BE2}) zależy od różnicy

napięć występujących na stabilizatorze (U_Z) i na rezystorze R2:

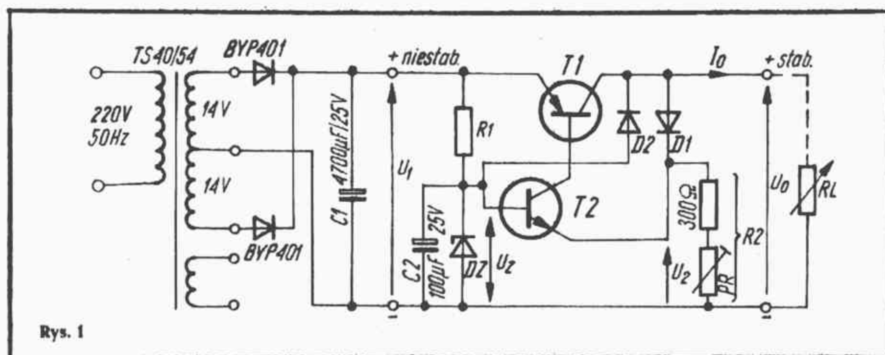
$$U_{BE2} = U_Z - U_2 \qquad (3)$$

i wynosi około 0,6 ... 0,7 V dla tranzystorów krzemowych. Ponieważ podobny spadek napięcia występuje na diodzie D1, można przyjąć, że napięcie stabilizowane U_0 jest równe napięciu stabilizacji diody Zenera U_Z. W rzeczywistości jest ono nieco większe (0,1 do 0,2 V). Napięcie U_{BE2} decyduje o prądzie bazy tranzystora T2, a tym samym wpływa na prąd I_{C2} i I_0. Jeżeli z jakiegokolwiek powodu, np. zmniejszenie R_L, napięcie U_0 nieco się obniży, to jednocześnie zmaleje chwilowo U_2, powiększy się różnica $U_Z - U_2 = U_{BE2}$, wzrośnie prąd I_{C2} oraz I_{C1} czyli I_0, utrzymując stabilizowane napięcie U_0. W przypadku zmniejszenia obciążenia, tj. zwiększenia R_L, zjawisko przebiega odwrotnie, dając w końcu to samo napięcie wyjściowe U_0. Przy rosnącym prądzie obciążenia I_0 rośnie prąd I_{E2} (ściśle związany z I_{C2}), a tym samym maleje prąd diody I_{D1} (wzór 2), do wartości wynikającej z równań (2) i (3). Przy pewnej wartości prądu obciążenia $I_0 = I_{0\,max}$ prąd diody $I_{D1} = 0$. Przez R2 płynie teraz tylko prąd I_{E2} wywołując spadek napięcia $U_2 = U_Z - U_{BE2}$. Dalsze zwiększanie prądu obciążenia jest niemożliwe, gdyż wymagałoby to dalszego zwiększenia prądu I_{C2}, ten zaś ograniczony jest spadkiem napięcia U_2, które nie może być większe od $U_Z - U_{BE2}$. Tak więc następuje ograniczenie prądu I_{E2}, a tym samym także I_0. Maksymalna wartość I_0 jest określona zależnością:

$$I_{0\,max} = \beta_1 \frac{U_0}{R2} \qquad (4)$$

i zależy od nastawionej wartości R2 oraz współczynnika wzmocnienia β_1.

W badanym modelu zmiana wartości rezystora R2 od 450 do 1800 Ω powodowała zmiany $I_{0\,max}$ od 1,4 A do 0,54 A (rys. 2).



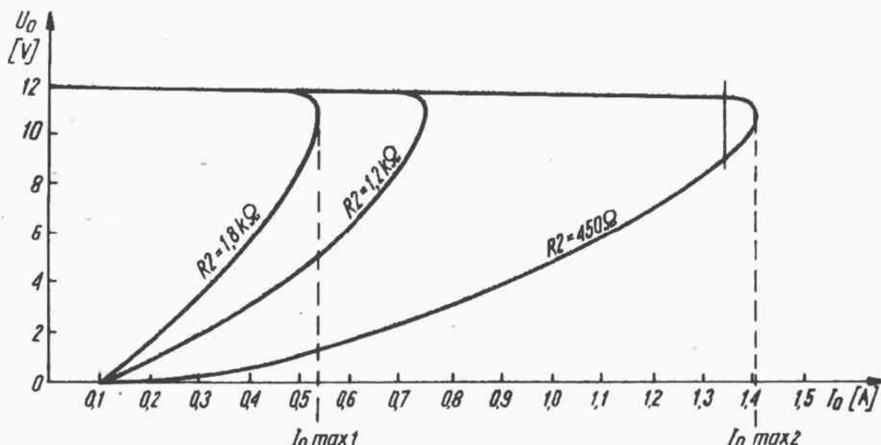
Rys. 1

Przy dalszym zmniejszaniu R_L prąd I_0 po uzyskaniu maksymalnej wartości I_{0max} już nie może dalej rosnąć, wskutek czego napięcie U_0 zaczyna maleć. Gdy zmniejszy się ono o około 0,8 V, zaczyna przez diodę D2 przepływać prąd I_{D2} (w normalnych warunkach prąd ten nie płynie) gdyż $U_0 > U_Z$. Prąd ten płynąc przez rezystor R1 powoduje początkowo zmniejszanie się prądu stabilistora DZ, a gdy zmaleje do zera, napięcie U_Z zaczyna szybko się zmniejszać. Powoduje to spadek natężenia prądu I_{C2} i I_0. W stanie zwarcia ($R_L = 0$) płynie prąd I_0 ograniczony rezystorem R1 i resztkowy prąd I_{C1}. W badanym układzie wynosił on około 100 mA. W przypadku odłączenia diody D2 nie występuje ograniczenie prądu zwarcia i płynie wtedy pełny prąd $I_{0\,max}$.

Reasumując, opisywany układ charakteryzuje się następującymi właściwościami:

- wartość maksymalnego prądu $I_{0\,max}$ jest nastawiana rezystorem R2,
- wielkość stabilizowanego napięcia U_0 jest określona przez typ stabilistora DZ,
- w czasie zwarcia prąd w obwodzie wyjściowym maleje do około 10% $I_{0\,max}$, chroniąc tym samym stabilizator i odbiornik przed przeciążeniem,
- po usunięciu zwarcia układ samoczynnie wraca do pracy stabilizowanej.

Przy projektowaniu stabilizatora można posłużyć się danymi zawartymi w tablicy. Wartość rezystancji R2 jest utworzona z rezystora stałego 300 ... 400 Ω i szeregowego rezystora nastawnego 1500 ... 2500 Ω. Dla założonej wartości $I_{0\,max}$ należy wartość rezystora R2 dobrać eksperymentalnie, gdyż zależy ona od nieznanego zazwyczaj wzmocnienia prądowego β_1. Ze względu na stosowanie tranzystora T2 i diody Zenera DZ na małe prądy, wskazane jest stosowanie tranzystora T1 o współczynniku $\beta_1 > 50$. Napięcie wyjściowe zasilacza przy pełnym obciążeniu powinno być o 2 ... 3 V większe od napięcia stabilizowanego.



Rys. 2

W układzie modelowym przy zmianie obciążenia od 0 do 1,35 A zmiana napięcia stabilizowanego wynosiła 11,8 – 11,4 = 0,4 V, co stanowi 3,3% nominalnej, zaś zmiana napięcia zasilającego od 242 V do 198 V, tj. o 20% przy obciążeniu 0,5 A wywoływała zmianę napięcia wyjściowego o 0,05 V, czyli 0,4%. Większe obciążenia i większe spadki napięcia sieciowego wymagają stosowania transformatora o wyższym napięciu wtórnym tak, aby chwilowe napięcie na wejściu stabilizatora było zawsze większe od stabilizowanego o co najmniej 2 V.

Diody i tranzystory zalecane do układu z rys. 1

	I_{0max} A	
T1 (p-n-p)	3	BD355
	1,5	TG72, ADP672, ADP666, BD136
	1,0	BC313
	0,6	BSYP04, 2N2904
	0,2	ASY35
T2 (n-p-n)	BC108, BC148, BC237, BC416, BC527	
D1, D2	BAVP18, BAP794, BAYP94 i inne krzemowe	
DZ	BZP611..., BZP683...,	

Tranzystor T1 należy wyposażyć w radiator.

RADIOODBIORNIK Z ODTWARZACZEM „SKALD SMP-331"

„Skald SMP-331" produkowany w ZR DIORA jest nowoczesnym, popularnym odbiornikiem samochodowym z odtwarzaczem, przeznaczonym do odbioru programów radiowych emitowanych w zakresach fal długich, średnich i ultrakrótkich, a także do odtwarzania zapisów z taśm magnetofonowych w kasetach typu Compact.

W odbiorniku i odtwarzaczu zastosowano szereg nowoczesnych podzespołów i rozwiązań konstrukcyjnych, jak np.: filtry ceramiczne w torze pośr. cz., układ scalony we wzmacniaczu m.cz., układ uatomatycznej regulacji częstotliwości na UKF, układ stabilizacji obrotów silnika odtwarzacza.

Wymiary odbiornika są zgodne z wymaganiami normy DIN 75500, dzięki czemu można go wmontować prawie do każdego typu samochodu.

Schemat ideowy odbiornika i odtwarzacza jest przedstawiony na str. 220.

DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:

długie	150. . .285 kHz
średnie	525. . .285 kHz
ultrakrótkie	65,5. : .73 MHz

Czułości użytkowe:

fale długie	⩽ 200 μV
fale średnie	⩽ 150 μV
fale ultrakrótkie	⩽ 10 μV

Selektancja:

tor AM ⩾ 32 dB przy f_s = 1 MHz ± 9 kHz
tor FM ⩾ 30 dB przy f_s = 69 MHz ± 300 kHz

Tłumienie sygnałów pośr.cz.:

tor AM ⩾ 32 dB przy f_s = 1 MHz ±9 kHz
tor FM ⩾ 30 dB przy f_s = 69 MHz ±300 kHz

Tłumienie sygnałów lustrzanych:

fale długie	⩾ 40 dB przy f_s = 250 kHz
fale średnie	⩾ 34 dB przy f_s = 1,0 MHz
fale ultrakrótkie	⩾ 18 dB przy f_s = 69 MHz

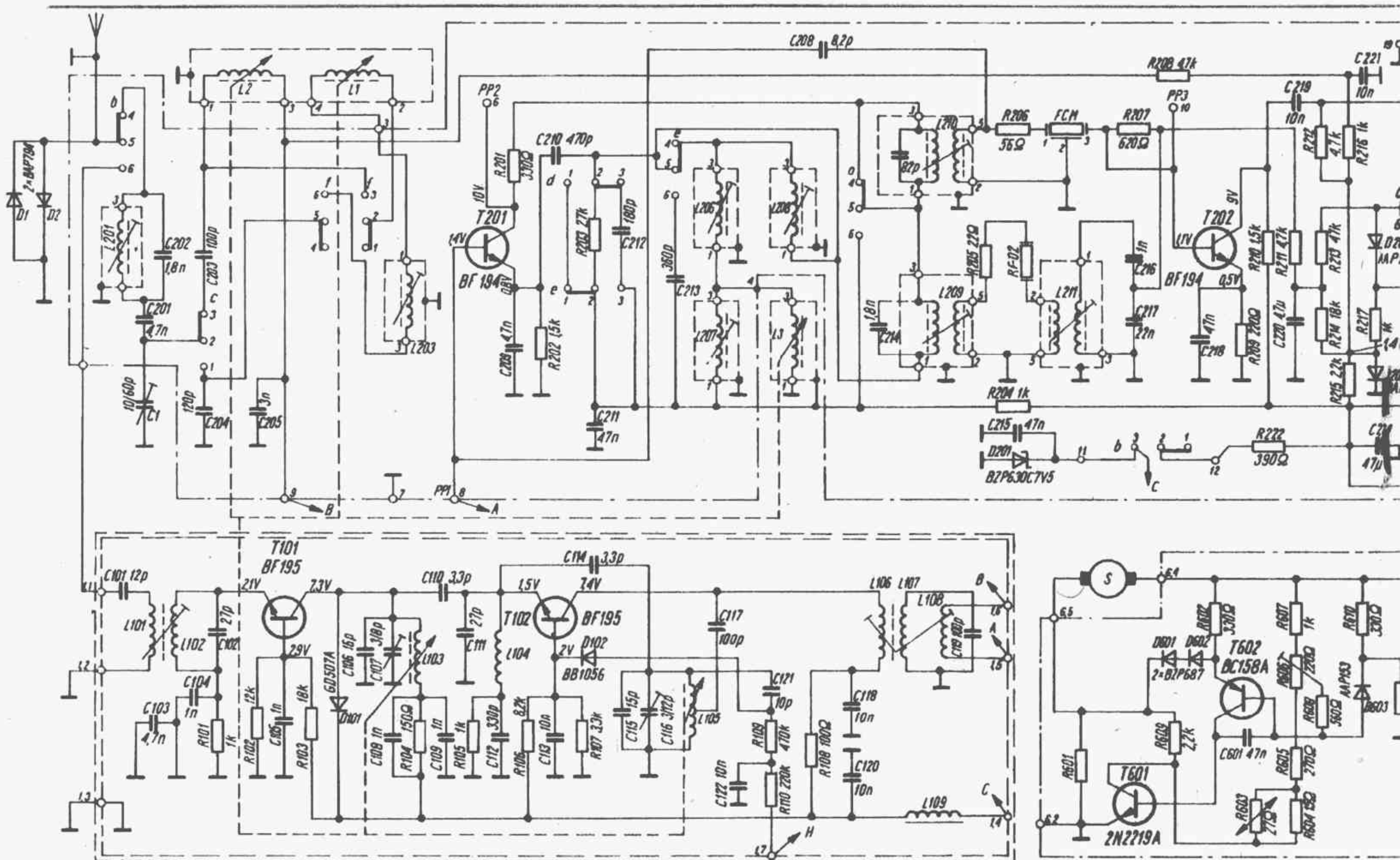
Elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia odbiornika:

AM 100. . .2200 Hz
FM 100. . .7000 Hz

Charakterystyka toru odczytu: 80. . .6300 Hz

Nierównomierność przesuwu taśmy: ±0,5%

Znamionowa moc wyjściowa: 4 W przy h ⩽ 7% i R = 4 Ω



Zasilanie:	12 V; minus na obudowie
Pobór mocy:	10 W
Wymiary:	188×170×52 mm
Ciężar:	ok. 2 kG

Układ elektryczny odbiornika i odtwarzacza składa się z pięciu bloków funkcjonalnych:
- głowicy UKF,
- płytki w.cz. (pośr.cz. AM) FM z płytką detektora,
- płytki m.cz. i wzmacniacza korekcyjnego,
- odtwarzacza z układem stabilizacji obrotów silnika,
- filtru przeciwzakłóceniowego.

Sygnały z anteny teleskopowej są doprowadzane za pomocą przełącznika fal ultrakrótkich do toru FM lub AM. Diody D1 i D2 dołączone do anteny mają za zadanie zabezpieczenie odbiornika przed uszkodzeniem (przede wszystkim tranzystorów wejściowych) w przypadku pojawienia się na wejściu odbiornika dużych napięć, np. w czasie przejazdu w pobliżu silnych radiostacji.

Pierwszym stopniem toru FM jest wzmacniacz w.cz. pracujący z tranzystorem T101. Dioda D101 ogranicza amplitudę sygnału w.cz. doprowadzanego do mieszacza. Mieszacz pracuje z tranzystorem T102 w układzie samodrgającym. Dioda D102 pracuje w układzie ARCz. Napięcie pośr. cz. 10,7 MHz jest wydzielane na wyjściu mieszacza za pomocą filtru, składającego się z cewek L106, L107 i L108 oraz kondensatora C119.

Pierwszym stopniem toru AM jest mieszacz pracujący z tranzystorem T201. Z samym tranzystorem pracuje heterodyna (w układzie Colpitts'a). Elementy L201, C202 stanowią eliminator pośr. cz. Kondensator C1 służy do dostrojenia wejścia odbiornika do anteny. Napięcie pośr.cz. 465 kHz jest wydzielane za pomocą wieloobwodowego filtru selektywnego z rezonatorem RF-02.

Sygnał pośr.cz. otrzymywany w wyniku przemiany jest wzmacniany przez trzystopniowy wzmacniacz pośr. cz. pracujący z tranzystorami T201, T202 i T301 w torze FM lub dwustopniowy wzmacniacz w torze AM pracujący z tranzystorami T202 i T301. Wymaganą selektywność wzmacniaczy pośr. cz. zapewniają głównie struktury wieloobwodowych filtrów znajdujące się na wyjściu tranzystora T201. Tranzystor T202 pracuje w układzie wzmacniacza aperiodycznego. Na wyjściu wzmacniaczy pośr. cz. znajduje się detektor stosunkowy pracujący z diodami D302 i D303 (tor FM) oraz demotulator amplitudy pracujący z diodą D301 (tor AM).

Sygnały m.cz. z wyjść demodulatorów są doprowadzane do potencjometru siły dźwięku przez przełącznik zakresów i przełącznik P2 sprzężony z mechanizmem odtwarzacza.

Wzmacniacz m.cz. jest zrealizowany z układem scalonym UL1481T.

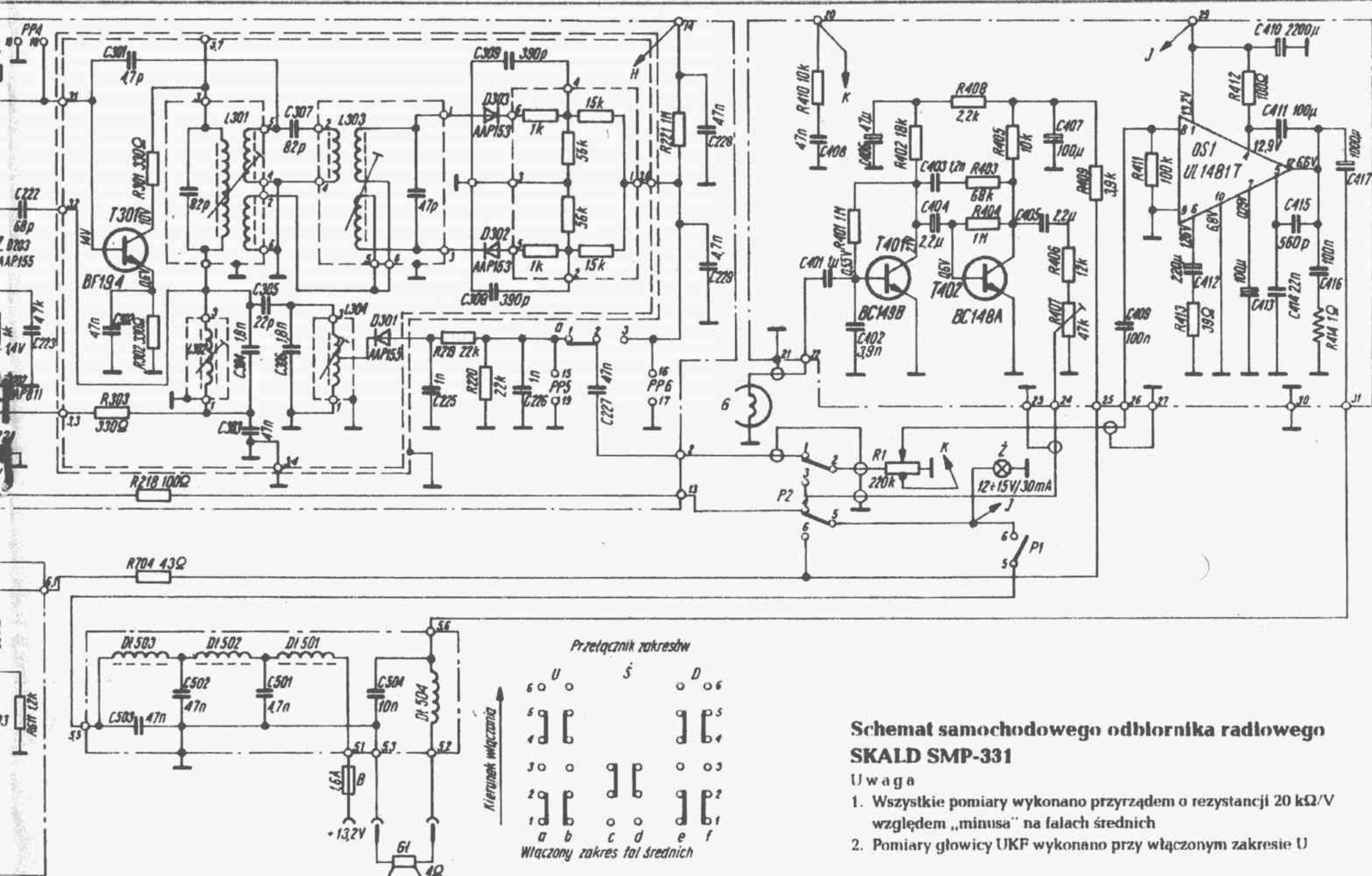
Tranzystory T401 i T402 pracują w układach korekcyjnego wzmacniacza sygnału otrzymywanego z głowicy odczytowej. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza korekcyjnego jest tak ukształtowana, aby uwzględniając charakterystykę głowicy odczytowej i wzmacniacza końcowego uzyskać odpowiednie pasmo przenoszonych częstotliwości.

Zmiany momentu obciążenia silnika, zmiany napięcia zasilania i temperatury mają znikomy wpływ na stałość prędkości przesuwu taśmy magnetofonowej dzięki zastosowanemu układowi stabilizatora obrotów silnika.

Stabilizator pracuje z tranzystorami T601 i T602.

W celu niedopuszczenia do przenikania zakłóceń do wnętrza odbiornika, zarówno wejście (od strony zasilania), jak i wyjście odbiornika mają układy przeciwzakłóceniowe. W filtrze przeciwzakłóceniowym zastosowano dławiki DŁ501, DŁ502, DŁ503, DŁ504 i kondensatory C501, C502, C503 oraz C504.

Z.B.



Schemat samochodowego odbiornika radiowego SKALD SMP-331

Uwaga

1. Wszystkie pomiary wykonano przyrządem o rezystancji 20 kΩ/V względem „minusa" na falach średnich
2. Pomiary głowicy UKF wykonano przy włączonym zakresie U

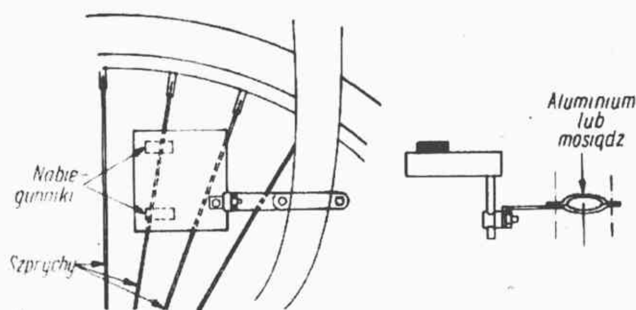
PRĘDKOŚCIOMIERZ ROWEROWY

KRYSTYNA PRÓSZYŃSKA

Zasada działania urządzenia polega na pomiarze częstotliwości przemieszczania się szprych koła roweru przed czujnikiem magnetycznym przymocowanym do widelca przedniego koła. Częstotliwość impulsów indukowanych w czujniku jest zatem proporcjonalna do prędkości roweru. Przyrząd jest częstościomierzem ze wskaźnikiem analogowym.

Czujnik magnetyczny zawiera magnes trwały w kształcie prostego pręta z nałożonymi stalowymi nabiegunnikami. Na pręcie umieszczono uzwojenie, w którym indukuje się siła elektromotoryczna w chwili, gdy szprycha przemieszcza się przed czujnikiem.

Zasadę działania czujnika i sposób umocowania przedstawiono na rys. 1, a schemat układu na rys. 2.



Rys. 1

Sygnały uzyskane z czujnika magnetycznego muszą być wzmocnione. W pierwszym stopniu wzmocnienia pracuje tranzystor T2. Drugi stopień wzmocnienia z tranzystorem T3 pracuje w klasie B. W punkcie E otrzymuje się impulsy o częstotliwości równej częstotliwości przesuwania się szprych przed czujnikiem magnetycznym. Jeśli nie ma sygnału, napięcie w punkcie E jest równe 0. Sygnał w tej formie nie nadaje się do wykorzystania, bowiem czas trwania impulsu oraz jego amplituda zależą od szybkości przemieszczania się szprychy przed czujnikiem.

kazywane są do wejścia wyzwalanego przerzutnika bramki 3 i 4. W punkcie G otrzymuje się impulsy o czasie trwania około 2,5 ms.

Średnia wartość prądu na wyjściu przerzutnika jest proporcjonalna do prędkości roweru. Prąd ten, ograniczany przez rezystor R15, przepływa przez miernik wychyłowy M, którego czułość jest regulowana potencjometrem P. Miernik ma czułość 100 µA. Bezwładność mechaniczna przyrządu wskazówkowego powoduje, że jego wskazania są stabilne.

Na rysunku 3 przedstawiono kształty sygnałów w charakterystycznych punktach układu.

Poniżej zostanie omówiona zasada regulacji potencjonometru dla uzyskania dokładnego wskazania prędkości wyrażonej w km/h.

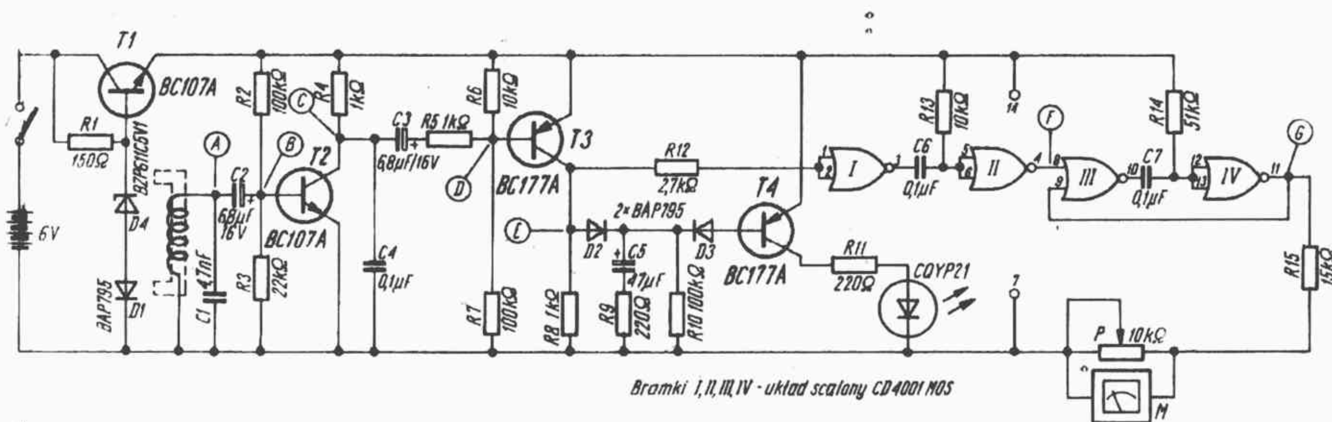
Dioda LED wskazuje, że prędkościomierz jest włączony. Pobiera ona 5,5 mA powodując dosyć duże straty energii. Aby te straty zmniejszyć, zastosowano układ automatycznego wygaszania diody LED, gdy prędkość roweru wzrasta powyżej 2...3 km/h. W skład tego układu wchodzą: rezystory R9...R11, kondensator C5, diody D2 i D3 oraz tranzystor T4.

Układ jest zasilany z czterech ogniw 1,5 V. W celu uniezależnienia wskazań od stanu zużycia baterii zastosowano prostą stabilizację napięcia zasilania za pomocą tranzystora T1 i diody Zenera D4 (5,1 V).

W czujniku zastosowano magnes trwały o wymiarach 5×5×25 mm. Umieszczone na nim uzwojenie ma 500 zwojów przewodu miedzianego w emalii o średnicy 0,15 mm. Czujnik powinien znajdować się w pudełku z materiału niemagnetycznego.

Sposób przymocowania pudełka z czujnikiem do widelca przedstawiono na rys. 1. Odległość między szprychami i nabiegunnikami magnesu wynosi 3...5 mm.

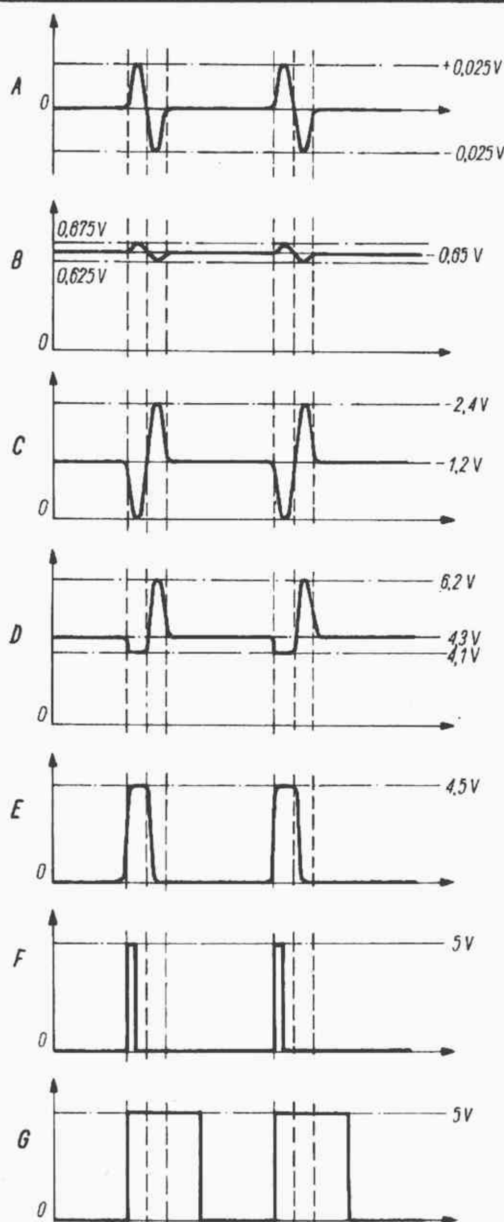
Konstrukcja koła rowerowego powoduje, że czujnik reaguje na drugą szprychę.



Rys. 2

W celu uzyskania sygnałów impulsowych o stałej amplitudzie i nie zmieniającym się czasie trwania około 0,25 ms, wykorzystano cyfrowy układ scalony zawierający cztery bramki NOR. Bramki 1 i 2 pracują jako inwertery. Następnie impulsy prze-

Do wyskalowania prędkościomierza najwygodniej jest posłużyć się generatorem m.cz. Trzeba w związku z tym określić zależność istniejącą między częstotliwością przemieszczania się szprych przed czujnikiem, a prędkością roweru.



Rys. 3

Oznaczając: prędkość obrotową koła rowerowego – N (obr/s), obwód koła – d (m), liczbę szprych w kole – n, prędkość roweru – V (km/h) oraz częstotliwość generowanych impulsów – f (Hz) otrzymuje się zależność:

$$N = \frac{10^3 \cdot V}{3{,}6 \cdot 10^3 \cdot d} = \frac{V}{3{,}6 \cdot d}$$

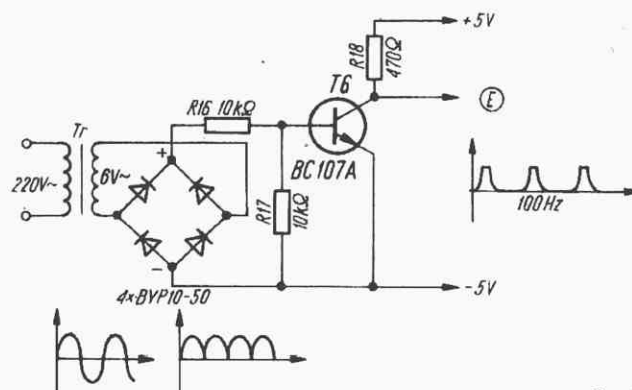
Wzór na częstotliwość impulsów gnerowanych w czujniku będzie miał postać:

$$f = N \cdot \frac{n}{2} = \frac{V \cdot n}{7{,}2 \cdot d}$$

stąd

$$V = f \cdot 7{,}2 \cdot \frac{d}{n}$$

Nie mając generatora można posłużyć się układem (rys. 4), który wytwarza impulsy o częstotliwości 100 Hz.



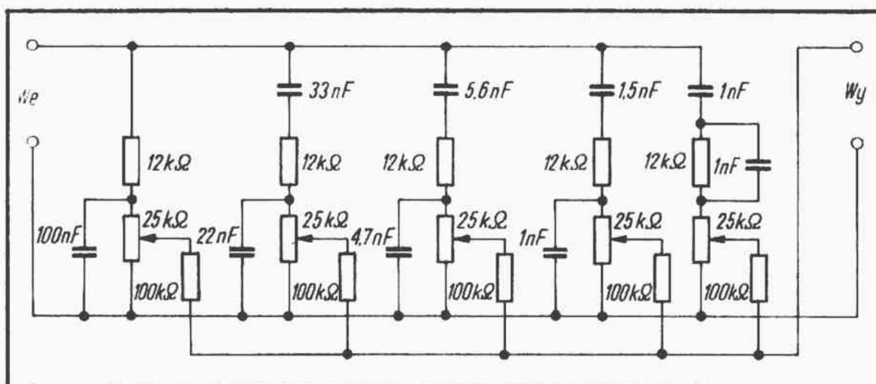
Rys. 4

Skala miernika ma przebieg liniowy, wystarczy zatem wyznaczenie jednego punktu, aby móc wykreślić całą skalę.
W prędkościomierzu zastosowano cyfrowy układ scalony MOS typu CD4001, nie produkowany w kraju.
Zainteresowani czytelnicy mogą samodzielnie przekonstruować układ stosując w miejsce układu scalonego CD4001 pojedyncze tranzystory lub układ scalony TTL.

(Opracowano na podstawie „Elektronique pratique", Janvier 1979).

PROSTY KOREKTOR GRAFICZNY

W praktyce fonoamatora bardzo przydatnym urządzeniem jest korektor graficzny, umożliwiający skorygowanie przebiegu charakterystyki częstotliwościowej toru elektroakustycznego. Szczególnie przydatny jest taki korektor przy przenoszeniu zapisów z taśmy na taśmę lub z płyty na taśmę.



Schemat prostego korektora zrealizowanego wyłącznie z elementów RC jest przedstawiony na rysunku. Pasma częstotliwości regulowane poszczególnymi potencjometrami są w przybliżeniu następujące: 20...150 Hz, 150...600 Hz, 600...2500 Hz, 2500...12 000 Hz i powyżej 12 000 Hz.

Najlepiej jest zastosować suwakowe potencjometry, co ułatwia posługiwanie się korektorem.

Impedancja źródła sygnału przyłączonego do wejścia powinna mieć małą wartość (kilkaset omów), natomiast impedancja wejścia urządzenia przyłączonego do wyjścia korektora powinna mieć dużą wartość (co najmniej 47 kΩ).

Korektor może być wykonany jako oddzielne urządzenie, bądź wbudowany do wzmacniacza. Należy zastosować staranne ekranowanie układu. *R.T.*

(Na podstawie „Funkamateur" nr 9/1979 r.)

PRZEDWZMACNIACZ ZE STEROWANIEM ELEKTRONICZNYM

inż. ALFRED KRUEGER

W ostatnich latach, w związku z coraz bardziej rozwijającą się techniką zdalnego sterowania sprzętu audiowizualnego, opracowano szereg układów scalonych, za pomocą których można zrealizować proste rozwiązania układowe.

Ostatnim ogniwem toru zdalnego sterowania są układy wykonawcze z przyporządkowanymi określonymi funkcjami regulacyjnymi, zrealizowanymi w sposób elektroniczny.

Dla stereofonicznych wzmacniaczy akustycznych opracowano m. in. takie układy, jak: TCA730, TCA740, TDA1073, TDA1074, TDA4290, w których regulacja wzmocnienia, zrównoważenia i barwy tonu odbywa się na drodze elektronicznej przez doprowadzenie do wejścia regulacyjnego odpowiednich napięć.

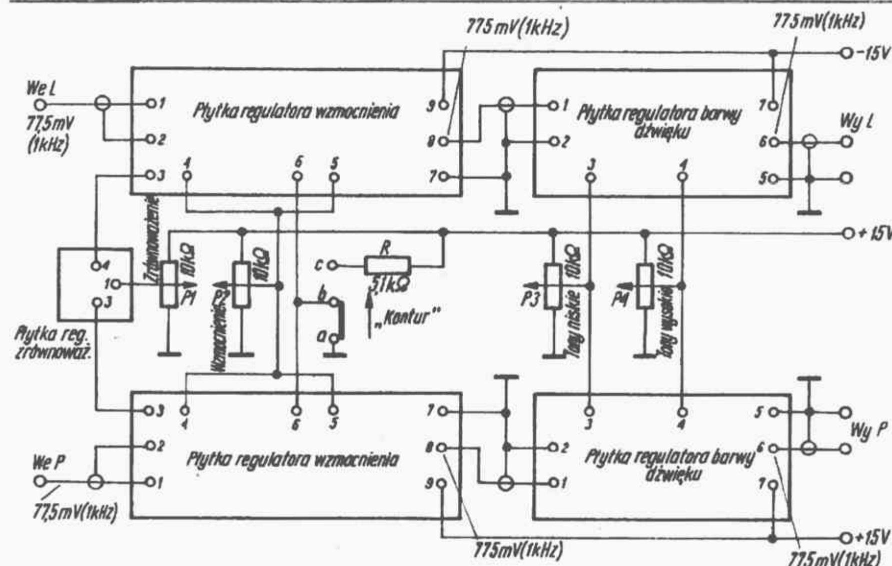
Napięcia regulacyjne są otrzymywane z wyjść przetworników cyfrowo-analogowych układu zdalnego sterowania lub w prostszych rozwiązaniach wzmacniaczy bez zdalnego sterowania – z suwaka potencjometru. Regulacja obu kanałów jednocześnie odbywa się za pomocą jednego potencjometru.

W klasycznych układach wzmacniaczy trzeba zwracać uwagę, aby przewody łączące potencjometry z układem były jak najkrótsze i dobrze ekranowane. Zbyt długie połączenia lub złe ekranowanie powodują wprowadzanie do wzmacniacza zakłóceń zewnętrznych oraz zwiększenie przydźwięku sieciowego.

W układzie sterowanym w sposób napięciowy nie jest to konieczne. Napięcie regulacyjne można doprowadzić do układu zwykłym przewodem izolowanym. Jego długość nie ma też większego znaczenia, a ewentualne zakłócenia zewnętrzne można łatwo odfiltrować za pomocą prostego układu RC.

Ponieważ układy scalone tego rodzaju są na naszym rynku praktycznie niedostępne, opracowałem układ przedwzmacniacza złożonego z elementów produkowanych w kraju.

Schemat blokowy przedwzmacniacza przedstawiono na rys. 1



Rys. 1. Schemat blokowy przedwzmacniacza

DANE TECHNICZNE

Zakres regulacji wzmacniacza:
+20 ... –70 dB

Zakres regulacji barwy tonu:
25 Hz +16 ... –21 dB
20 kHz +16 ... –21 dB

Zakres regulacji zrównoważenia:
+10 ... –10 dB

Zniekształcenia nieliniowe:
przy $U_{we} < 100$ mV – 0,2%
przy 20 Hz ... 20 kHz

Pasmo przenoszenia przy spadku 0,5 dB:
20 Hz ... 25 kHz

Wszystkie funkcje regulacyjne są realizowane napięciem 0 ... +15 V.

Na płytce regulatora wzmocnienia umieszczono także elektronicznie sterowany filtr o charakterystyce fizjologicznej (typu kontur). Filtr ten jest sterowany tym samym napięciem regulacyjnym co wzmocnienie. Zmiana napięcia regulacyjnego powoduje zmianę charakterystyki częstotliwościowej filtru. Włączanie filtru do układu odbywa się przez doprowadzenie do odpowiedniego wejścia kluczującego napięcia stałego > 3 V. Odpowiednie napięcie kluczujące można pobrać z układu przerzutnika logicznego lub zasilacza przez rezystor 5,1 kΩ (rys. 1).

Konstrukcja modułowa na płytkach umożliwia skonstruowanie wzmacniacza w wersji monofonicznej lub stereofonicznej. Opis niniejszy dotyczy wersji stereofonicznej.

ZASADA DZIAŁANIA

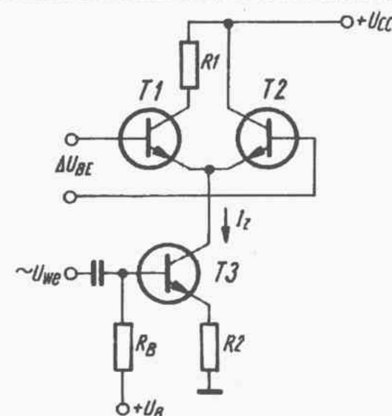
Ze względu na to, że sterowanie napięciem jest tematem dość obszernym, przedstawię go w skrócie, a zainteresowanych szczegółami odsyłam do literatury źródłowej.

Podstawowym układem przedwzmacniacza jest wzmacniacz różnicowy (rys. 2).

Tranzystory T1 i T2 stanowią wzmacniacz różnicowy, tranzystor T3 – źródło prądowe.

Prąd źródła I_z jest określony zależnością:

$$I_z = \frac{U_B - U_{BE3}}{R2 + \frac{R_B}{h_{21E}}}$$



Rys. 2. Schemat wzmacniacza różnicowego z źródłem prądowym

Przy zmianie różnicy napięć $\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1}$ zmienia się współczynnik podziału prądu I_z między tranzystory T1 i T2.

Gdy cały prąd I_z źródła popłynie przez tranzystor T1, wzmocnienie układu będzie największe i wyniesie:

$$A = \frac{R1}{R2}$$

W sytuacji przeciwnej, gdy cały prąd źródła popłynie przez tranzystor T2, wzmocnienie będzie znikomo małe. Regulując więc napięciem ΔU_{BE} można uzyskać zmianę wzmocnienia napięciowego układu.

Uproszczony schemat działania układu regulacji charakterystyki częstotliwościowej przedstawiono na rys. 3. Został on zrealizowany na bazie podwójnego wzmacniacza różnicowego.

Wartość wzmocnienia poszczególnych członów wzmacniacza przy płaskiej charakterystyce przenoszenia wynika z wartości napięć podanych na rys. 1.

Charakterystyka przenoszenia filtru o charakterystyce fizjologicznej jest regulowana tym samym napięciem regulacyjnym co wzmocnienie.

Na rys. 11 przedstawiono rodzinę charakterystyk dla kilku wartości napięcia regulacyjnego. Filtr ten działa w ten sposób, że po doprowadzeniu do jego wejścia napięcia +15 V, otrzymuje się płaską charakterystykę przenoszenia. Funkcję odłącznika tego filtru spełnia tranzystor T2.

Wzmacniacz US4 przetwarzający napięcie regulacyjne powyższego filtru pracuje w układzie wzmacniacza sumującego.

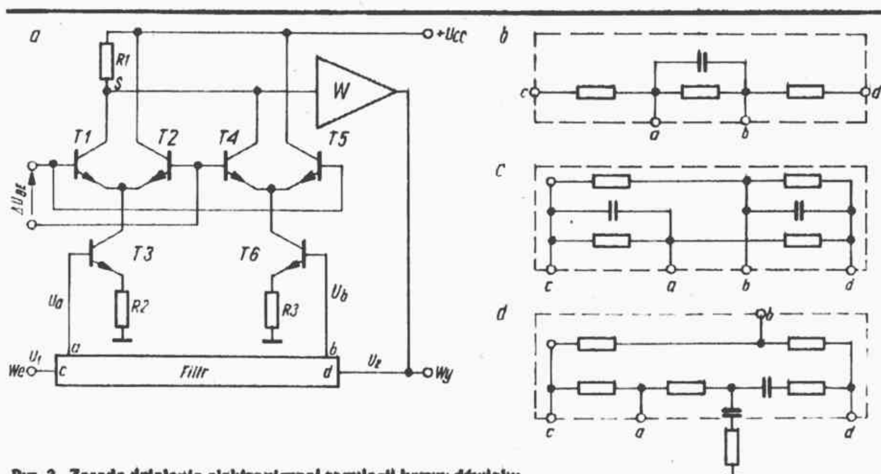
Włączenie do punktu 6 napięcia > 3 V spowoduje odblokowanie tranzystora T2 i włączenie do pracy rezystora R21. Potencjał na tym wejściu obniży się do około 7,5 V, a charakterystyka przenoszenia filtru będzie zależała od napięcia regulacyjnego w punkcie 5, czyli od położenia potencjometru siły dźwięku.

Układ regulacji zrównoważenia przedstawiono na rys. 9.

W położeniu środkowym potencjometru regulacyjnego, włączonego do punktu 1, na wyjściach 3 i 4 otrzymamy napięcia jednakowe, równe 7,5 V. Dla krańcowych położeń potencjometru napięcia na wyjściach powinny wynosić odpowiednio:

Napięcie regulacyjne pkt 1	Napięcie na wyjściach pkt 3	pkt 4
0 V	6,7 V	8,3 V
7,5 V	7,5 V	7,5 V
15 V	8,3 V	6,7 V

Zakres ±0,8 V dobrano w celu uzyskania zmiany wzmocnienia w zakresie ±10 dB. Napięcia z punktów 3 i 4 układu są doprowadzane odpowiednio do punktu 3 kanału prawego i lewego i sumowane z napięciem regulacji wzmocnienia.



Rys. 3. Zasada działania elektronicznej regulacji barwy dźwięku
a – układ regulatora, b – filtr tonów niskich, c – filtr tonów wysokich, d – filtr regulacji fizjologicznej

Bazy tranzystorów T1, T2, T4, T5 są sterowane napięciem regulacyjnym ΔU_{BE}. Do wejść układu filtru są doprowadzone dwa sygnały: U_1 i U_2. Gdy przez rezystor R1 płynie tylko prąd pochodzący ze źródła prądowego tranzystora T3, skuteczne jest tylko sterowanie napięciem U_a; napięcie U_b nie powoduje w tym przypadku żadnych zmian prądu w rezystorze R1.

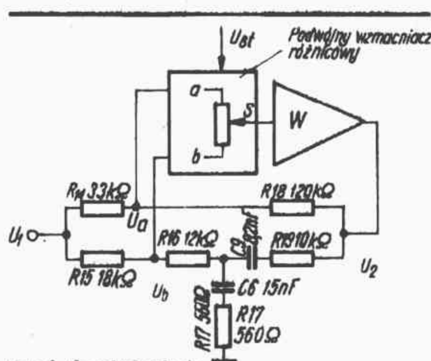
W sytuacji przeciwnej, gdy przez rezystor R1 płynie tylko prąd pochodzący ze źródła tranzystora T6, skuteczne jest tylko sterowanie napięciem U_b. Regulując więc napięciem ΔU_{BE} zmienia się konfigurację układu sprzężenia zwrotnego wzmacniacza „W".

Podwójny wzmacniacz różnicowy zastępuje więc potencjometr znajdujący się w klasycznym układzie barwy dźwięku.

Włączając do układu przedstawionego na rys. 3a czwórniki z rys. 3b, c, d, otrzymujemy odpowiednio: układ regulacji tonów niskich, układ regulacji tonów wysokich oraz układ kształtowania charakterystyki fizjologicznej (patrz także rys. 4).

Zaprojektowany wzmacniacz jest łańcuchowym połączeniem wspomnianych wyżej układów.

Do jednego z wejść (punkt 5) jest doprowadzane napięcie z suwaka potencjometru siły dźwięku, a do drugiego – z dzielnika R20, R21 (patrz schemat ideowy na rys. 5). Gdy punkt 6 połączy się z masą, przez tranzystor T2 nie popłynie



Rys. 4. Zasada działania regulacji fizjologicznej (uproszczony układ)

prąd i przez rezystor R20 pełne napięcie +15 V zostanie doprowadzone do rezystora R27, co jest równoznaczne z uzyskaniem płaskiej charakterystyki przenoszenia. Zmiana napięcia na wejściu (w punkt. 5) nie powoduje w takim przypadku zmiany charakterystyki przenoszenia filtru.

MONTAŻ I URUCHOMIENIE

Jeden tor przedwzmacniacza wykonuje się na dwóch płytkach montażowych. Płytka pierwsza (rys. 5 i 6) zawiera układ regulacji wzmocnienia z filtrem typu „kontur", a płytka druga (rys. 7 i 8) – układ regulacji barwy dźwięku. Na osobnej płytce montuje się układ regulacji zrównoważenia (balansu).

Cały przedwzmacniacz składa się z pięciu płytek montażowych.

Odpowiednie schematy i rysunki płytek przedstawiono na rysunkach 5 ... 10.

Jako regulatory w przedstawionym układzie przedwzmacniacza pracują podwójne wzmacniacze różnicowe UL1101N. Wzmacniacze operacyjne US2 i US4 oraz US2 i US5 zasilają bazy tranzystorów par różnicowych. Pozostałe wzmacniacze operacyjne pracują w układach filtrów aktywnych barwy dźwięku i filtrze kształtowania charakterystyki fizjologicznej.

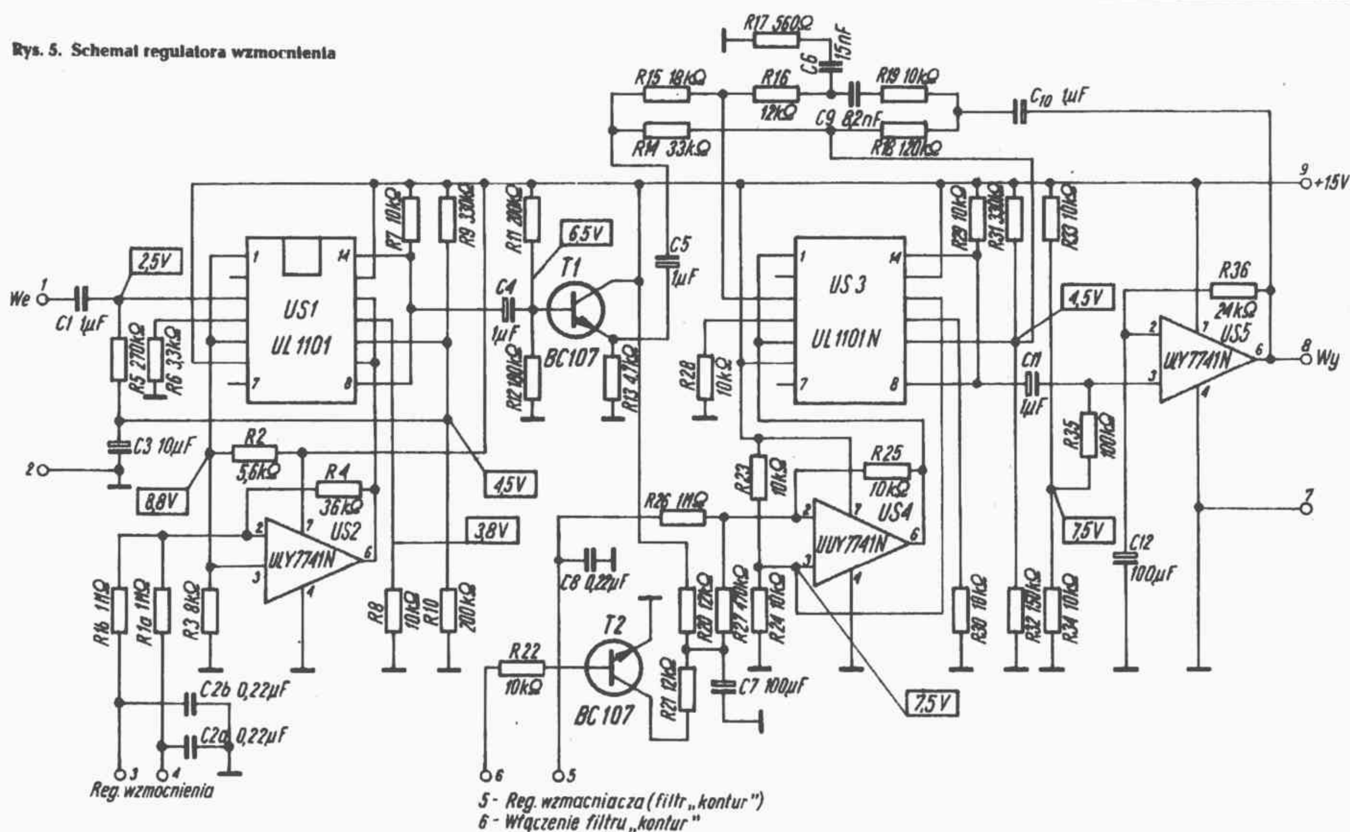
Tranzystor T1 pracuje jako wtórnik wyjściowy regulatora wzmocnienia, a tranzystor T2, jak już wspomniano wcześniej, w układzie klucza włączającego filtr „kontur".

Po zmontowaniu poszczególnych płytek oraz ich uruchomieniu cały przedwzmacniacz należy połączyć wg rys. 1.

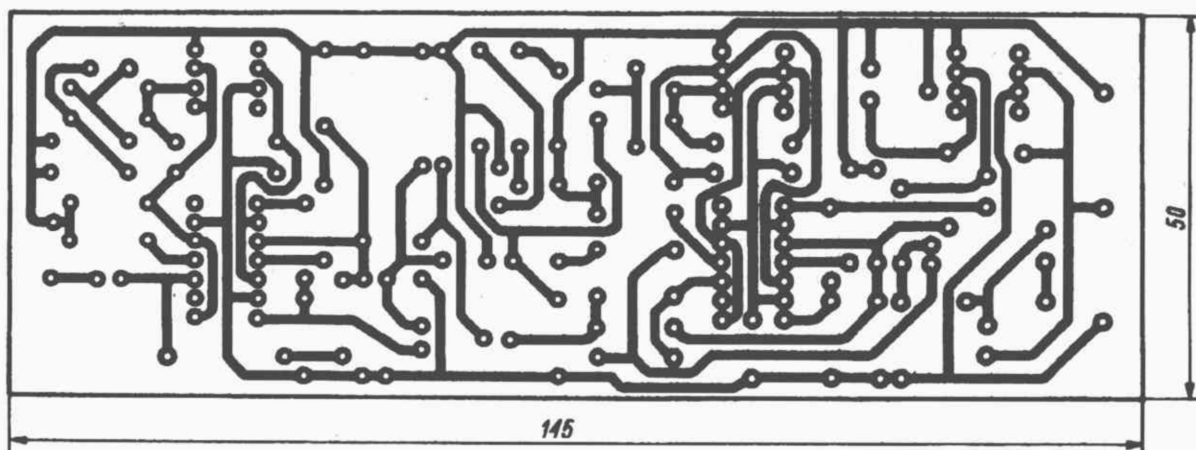
Po włączeniu zasilacza należy sprawdzić punkty pracy poszczególnych stopni. Na-

Cd. na str. 231

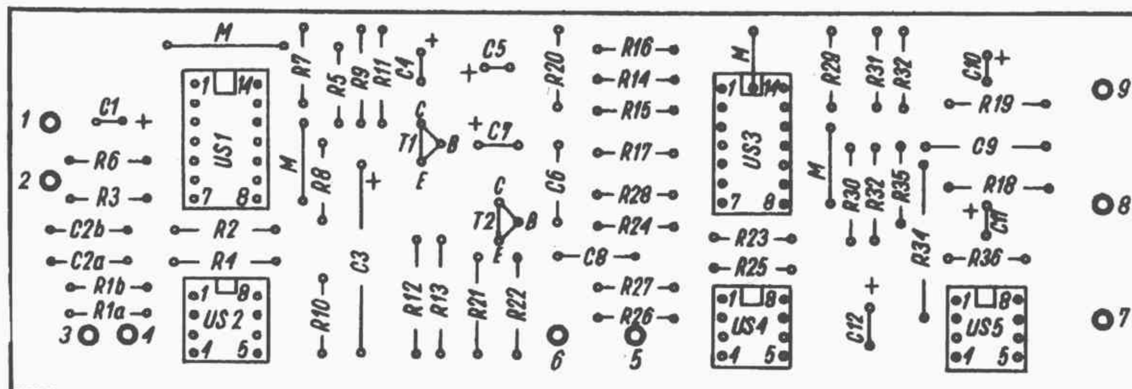
Rys. 5. Schemat regulatora wzmocnienia



a) Widok od strony druku



b) Widok od strony elementów



Rys. 6. Płytka montażowa układu regulatora wzmocnienia a – widok od strony ścieżek, b – rozmieszczenie elementów

Cd. na str. 230

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 9 (244) WRZESIEŃ 1980 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

WIADOMOŚCI ZG PZK

● W dniu 25 czerwca br. minister łączności – dr Zbigniew Rudnicki przyjął delegację nowo wybranego Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców w składzie: prezes ZG PZK – prof. dr inż. Andrzej Zieliński SP5LVV, wiceprezes ds. technicznych – mgr inż. zbigniew Krawczyk SP5DZI, sekretarz – Anatol Jegliński SP5CM, skarbnik – inż. Stefan Wyporski SP5BFW, ARL manager – mgr Zbigniew Kłossowski SP4BQW, członkowie – gen. bryg. Marian Pasternak SP5LVY, inż. Lech Kaszyński SP5LVK. Ponadto ze strony Ministerstwa Łączności obecni byli: dyrektor generalny – gen. bryg. Leon Kołatkowski SP5PZ oraz dyrektor departamentu ogólnego – inż. Edmund Janowski SP5JE.

Podczas spotkania, które miało charakter roboczy, poruszono wiele spraw mających istotne znaczenie dla dalszego rozwoju polskiego krótkofalarstwa. Minister łączności z dużym zainteresowaniem wysłuchał wypowiedzi prezesa ZG PZK na temat Uchwały VIII Zjazdu Krajowego PZK oraz planu działania na najbliższą przyszłość. Głos zabierali również sekretarz oraz wiceprezes ds. technicznych ZG PZK omawiając najważniejsze problemy dotyczące działalności Związku. Stan przygotowań do I Mistrzostw Świata w Amatorskiej Radiolokacji omówił ARL manager PZK.

Po wysłuchaniu przedstawicieli PZK minister łączności podkreślił wysoką rangę społeczną PZK i obiecał wszechstronną pomoc ze strony resortu w rozwiązywaniu najbardziej palących problemów. Przedstawiciele władz naczelnych PZK zapewnili ze swojej strony ministra łączności o skoncentrowaniu wysiłków dla dalszego rozwoju ruchu krótkofalarskiego w Polsce.

● W dniu 24 maja 1980 r. odbyło się w Warszawie I Plenum ZG PZK. Obecni byli wszyscy członkowie plenum oraz członkowie głównej komisji rewizyjnej i głównego sądu koleżeńskiego.

Po przemówieniu prezesa ZG PZK – prof. dr. inż. Andrzeja Zielińskiego SP5LVV, zostały przedstawione kandydatury do prezydium ZG PZK. Kandydatury zostały przyjęte jednomyślnie przez członków plenum. Wybrano prezydium w składzie:

- wiceprezes ds. organizacyjnych – dr inż. Jerzy Chmielewski SP5LP
- wiceprezes ds. sportowych – Jan Ładno SP5XM
- wiceprezes ds. technicznych – mgr inż. Zbigniew Krawczyk SP5DZI
- sekretarz – Anatol Jegliński SP5CM
- skarbnik – inż. Stefan Wyporski SP5BFW
- KF manager – Juliusz Schmidt SP3AUZ
- UKF manager – inż. Wojciech Stępniewski SP6ARE
- ARL manager – mgr Zbigniew Kłossowski SP4BQW

W czasie przerwy w obradach ukonstytuowały się:

Główna komisja rewizyjna

- przewodniczący – mgr Czesław Truchanowicz SP6TX
- z-ca przewodniczącego – mgr inż. Tadeusz Grall SP7FP
- członkowie: Józef Kaliszewski SP2FHY, Marek Niedoba SP9BQI, inż. Jerzy Skop SP9ED.

Główny sąd koleżeński

- przewodniczący – mgr Zbigniew Rybka SP8HR
- członkowie: inż. Antoni Kubicki SP5BB, Stanisław Sip SP5SIP, dr inż. Tadeusz Matusiak SP6XA, mgr Jan Switalski SP8MJ.

W trakcie obrad przedstawiono zadania stojące przed nowym Zarządem Głównym PZK; ustalono ponadto, że posiedzenia plenarne ZG PZK będą się odbywać dwa razy w roku, w tym jedno posiedzenie dwudniowe w terenie. Posiedzenia prezydium ZG PZK będą się odbywać raz w miesiącu w Warszawie.

● W dniach 31 maja oraz 14 czerwca br. odbyły się pod przewodnictwem prezesa PZK – prof. dr. inż. Andrzeja Zielińskiego SP5LVV prezydia ZG PZK, na których omówiono plany pracy wiceprezesów, stan przygotowań do I Mistrzostw Świata w ARL oraz plany finansowe PZK na 1980 rok.



IARU Region I calling

WIADOMOŚCI

THE INTERNATIONAL AMATEUR-RADIO-UNION

■ Komitet Wykonawczy I Regionu IARU, kierując się opinią większości stowarzyszeń członkowskich i pragnąc zapewnić możliwie niskie koszty uczestnictwa, podjął decyzję o przeprowadzeniu przyszłorocznej konferencji I Regionu nie jak było uprzednio ustalone w Księstwie Monako, lecz w Wielkiej Brytanii. Konferencja odbędzie się w dniach 27 kwietnia–1 maja 1981 r. w Brighton.

Jednym z tematów konferencji w Brighton będzie opracowanie wewnętrznego podziału (band-planu) nowych pasm amatorskich uzyskanych na WARC-79. Podziałem pasm 18 i 24 MHz zajmie się mająca być powołaną Grupa Robocza KF I Regionu. Równocześnie Komitet Wykonawczy I Regionu zalecił, aby nowe pasmo 10,1–10,15 MHz było przeznaczone wyłącznie do pracy telegraficznej. Ma to na celu udostępnienie tego pasma jak największej liczbie członków szybko powiększającej się społeczności amatorskiej, a także uniknięcie zakłóceń dla pracujących w tym pasmie na zasadzie pierwszeństwa profesjonalnych służb stałych.

■ Komitet Wykonawczy I Regionu IARU postanowił obniżyć na rok 1981 składkę wpłacaną przez stowarzyszenia członkowskie z 1 franka szwajcarskiego do 80 centymów od każdego licencjonowanego członka.

■ Z powodzeniem jest kontynuowana w bieżącym roku akcja promocji i rozwoju krótkofalarstwa w Republice Sri Lanka, prowadzona przez Deutscher Amateur Radio Club. W drugim kursie krótkofalarskim prowadzonym w marcu i kwietniu br. uczestniczyło 29 osób. Jednocześnie przeszkolono 7 instruktorów krótkofalarstwa, którzy prowadzić będą samodzielnie kolejne kursy. Dostarczono w tym celu komplety literatury amatorskiej i pomocy technicznych. Dzięki inicjatywie DARC, krótkofalarstwo zyskało szerokie poparcie władz Sri-Lanki i niebawem ten egzotyczny kraj powinien stać się bardzo aktywny na pasmach amatorskich. W prowadzonej akcji szkoleniowej – co z przyjemnością konstatujemy – żywy udział bierze wychowanek Gdańskiego Oddziału PZK, Kande Kankanamalage Gunadasa Kulasekara 4S7KG ex SP2EHO, który pierwszą licencję amatorską uzyskał w Polsce, podczas studiów w Wyższej Szkole Ekonomicznej w Sopocie.

■ Na kwietniowej naradzie europejskich UKF-managerów odbytej w Maidenhead, po przedyskutowaniu 18 propozycji dotyczących ogólnoświatowego systemu lokatorów (w tym propozycji polskiej opracowanej przez SP9DH), przyjęto i zalecono wprowadzić zmodyfikowany system G4ANB, wykorzystujący elementy dotychczasowego systemu QTH-lokatorów. Nowy system lokatorów (bez przedrostka QTH!) przewiduje podział świata na 324 pola (oznaczane dwiema literami) o wymiarach 20×10 stopni, z których każde jest podzielone na 100 kwadratów (oznaczonych dwiema cyframi) o wymiarach 2×1 stopień. Każdy z kwadratów jest z kolei podzielony na 575 subkwadratów (oznaczonych znów dwiema literami) o wymiarach 5×2,5 minuty. Przy rozszerzeniu systemu na cały świat, zachowano dokładność zbliżoną do dotychczasowego systemu QTH-lokatorów, w którym najmniejszy kwadrat ma wymiary 4×2,5 minuty. Dla przykładu: QTH-lokator KM55d przekształca się w lokator KO02LG. Nowy system zyskał akceptację UKF-managerów II i III Regionów IARU, ostateczna decyzja o jego wprowadzeniu zapadnie na konferencji I Regionu w roku 1981.

■ Na przeprowadzonych ostatnio zjazdach krajowych prezesami związków krótkofalowców zostali wybrani: w Hiszpanii – Esteban Bosch Castaner EA3BD, w Islandii – Kristjan Benediktsson TF3KB.

SP5HS

NA PASMACH

● Z największą przyjemnością informujemy o nowym sukcesie polskiego krótkofalarstwa. Oto na honorowej liście światowego współzawodnictwa DX-owego, tzw. Honor Roll DXCC, znalazła się po raz pierwszy polska stacja ze stanem 330 potwierdzonych krajów według listy DXCC. Stacją tą jest kol. Tadeusz Raczek z Kielc, pracujący pod znakiem SP7HT. Na wynik ten złożyło się 20 lat intensywnej pracy DX-owej, w czasie której kol. Tadeusz nadawał kolejno pod znakami SP8HT, SP5HT i SP7HT. Miarą trudności w uzyskaniu tak poważnego dorobku DX-owego może być fakt, że na liście honorowej DXCC widnieją – jak dotychczas – znaki zaledwie 10 stacji amatorskich z krajów obozu socjalistycznego: trzy z Czechosłowacji, cztery z Jugosławii, dwie ze Związku Radzieckiego i wreszcie dziesiąta – z Polski. Jakkolwiek aktualna lista krajów DXCC obejmuje 319 „countries", to jednak od ogólnego dorobku są zaliczane również kraje, które w swoim czasie liczyły się do DXCC, chociaż w międzyczasie z listy tej zostały skreślone. Do pełnego sukcesu, tj. do zaliczenia wszystkich możliwych krajów, jakie w przeszłości liczyły się do DXCC, a także tych, które zaliczane są do DXCC na podstawie aktualnej listy 319 „countries", brakuje kol. Tadkowi SP7HT zaledwie paru. Do najtrudniej osiągalnych należą Lakkadiwy (VU4), na terenie których od lat nie istnieje żadna stacja amatorska, zaś nieliczne projektowane wyprawy DX-owe nie doszły jakoś do skutku.

● Stacje amatorskie nadające z Francuskiej Polinezji (FO8) są rzadko u nas słyszane. Wprawdzie wydano tam już ponad 100 licencji, aktywność tamtejszych nadawców nie jest zbyt duża. Ruch krótkofalarski skupia się głównie na Tahiti, a właściwie w stolicy tej wyspy – Papeetee. Ostatnio na wyższych pasmach dość aktywnie pracuje FO8EB na telegrafii, oraz FO8EW na fonii SSB. Obcokrajowcy przybywający do Francuskiej Polinezji na pobyt czasowy otrzymują prefiks FO0.

● Do licznych akcji ratowniczych, w których nieocenione usługi oddali krótkofalowcy, przybyła nowa: ratowanie istnień ludzkich w razie pożaru ogromnych połaci lasu. W czasie ostatniego lata tylko pomocy krótkofalowców może zawdzięczać życie spora grupa młodzieży hiszpańskiej obozująca na terenie pięknych lasów półwyspu iberyjskiego. Gdyby nie fakt, że obozowisko posiadało amatorską radiostację, dzięki której można było określić jedyne jeszcze podejście dla ekip ratowniczych, sytuacja otoczonych pożarem stałaby się beznadziejna.

● Wielu krótkofalowców mogą zainteresować znaki stacji SP0C i SP0R. Stacje te nadają z Krakowa, a praca ich ma umożliwić otrzymanie nowego dyplomu wydawanego przez krótkofalowców krakowskich. Dyplom ten pn. „Cracovia" tematycznie wiąże się z akcją rewaloryzacji zabytków Krakowa, co znalazło odbicie w znakach stacji: SP0R (Rewaloryzacja) i SP0C (Cracovia). Bliższych szczegółów o warunkach otrzymania dyplomu „Cracovia" udziela zarząd Oddziału Wojewódzkiego PZK w Krakowie, skr. poczt. 616, Kraków 1.

● Pięknym dorobkiem może poszczycić się nasz SP DX Klub. Otóż bilans 20-letniej działalności tego klubu zamknął się w kwietniu br. imponującą liczbą 250 członków rzeczywistych. Ostatnio członkostwo zwyczajne uzyskali następujący nadawcy polscy: nr 247 – SP5EKY, nr 248 – SP6IHE, nr 249 – SP5GRU i nr 250 – SP1DWZ. Wzrasta też liczba kandydatów, wśród których spotyka się ludzi niedawno licencjonowanych nadawców, jak np. SP2JUU. Szybkimi krokami SP DX Klub zbliża się do dwutysięcznej liczby członków honorowych. Większość ich jest ze Związku Radzieckiego.

● W maju br. wystrzelony został na orbitę dookoła ziemską nowy amatorski sztuczny satelita „Oscar 9". Zbudowany został wysiłkiem grupy krótkofalowców z DL, samo zaś wystrzelenie nastąpiło w Gujanie Francuskiej (FY7). Tuż po starcie uległ awarii jeden z silników rakiety nośnej, a w konsekwencji tego ekipa kontrolująca lot zdecydowała się na zniszczenie urządzenia. Sam „Oscar 9" do ostatniej chwili funkcjonował bezbłędnie, a ponieważ stanowił ostatni „krzyk mody" w dziedzinie wyposażenia elektronicznego, jego przymusowe zniszczenie stanowi prawdziwą stratę dla światowego krótkofalarstwa.

● Zwracamy uwagę naszych Czytelników na doroczne międzynarodowe zawody pn. „OK DX Contest 1980" organizowane w listopadzie przez krótkofalowców czechosłowackich. Konkurencje jedno- i wielopasmowe. Szczegóły można uzyskać w klubach.

● W ostatniej zmianie załogi polskiej stacji antarktycznej im. Arctowskiego na King George nie znalazł się ani jeden krótkofalowiec. W rezultacie znak HF0POL od wielu już miesięcy nie jest słyszany na pasmach amatorskich. A szkoda, bo znak HF0POL w ciągu kilkunastu zaledwie miesięcy aktywności tej stacji zrobił doskonałą robotę propagandową naszego kraju

i jego osiągnięć. Nie zapominajmy, że mamy w świecie 2 miliony nadawców, a licząc przeciętnie, że rodzina nadawcy składa się z 5 osób, przy czym o sukcesie tego rodzaju jak łączność z Antarktydą długo i żywo dyskutuje się w kręgu rodzinnym, umknął nam ten poważny skądinąd atut propagandowy. Nie do pogardzenia jest bowiem fakt, że miliony ludzi na całym świecie dzięki pracy HFØPOL będą miały może jedyną okazję dowiedzieć się, że flagi naszego kraju powiewają również na Antarktydzie oraz, że dzięki osiągnięciom nauki w naszym kraju przyjęci zostaliśmy na członka klubu antarktycznego, w skład którego wchodzi zaledwie 13 państw. W początkach grudnia br. zmieni się załoga naszej stacji antarktycznej, warto więc pomyśleć o reaktywizacji stacji HFØPOL. A póki co warto wiedzieć, że z baz radzieckich znajdujących się na Antarktydzie nadają stacje amatorskie posługujące się znakami od 4K1A do 4K1F. Są one umieszczone w następujących bazach naukowo-badawczych: „Mołodiożnaja", „Wostok", „Mirnyj", „Nowołazariewskaja", „Leningradskaja" oraz na terenie najnowszej stacji naukowo-badawczej „Ruskaja".

Pod znakiem FK8CR nadaje nasz rodak imieniem Edward z odległej i wielce egzotycznej Nowej Kaledonii położonej na Oceanie Spokojnym. FK8CR ma do dyspozycji dwa transceivery Kenwood TS 820 i Atlas 210, zaś wzmacniacz końcowy o mocy 1 kW i cała farma doskonałych anten kierunkowych zapewniają dobrą słyszalność jego stacji. FK8CR zwraca się z apelem do stacji polskich o zwracanie baczniejszej uwagi na jego stację, gdyż łączność z krajem przodków sprawia mu szczególną przyjemność i w znacznym stopniu zmniejsza trawiącą go nostalgię.

Przypominamy, że jesienią br. krótkofalowcy japońscy organizują ekspedycję-gigant na wyspy Okino Tori Shima, które prawdopodobnie od 1 stycznia 1981 r. mają być skreślone z oficjalnej listy DXCC. Jest to więc, praktycznie rzecz biorąc, ostatnia okazja uzyskania łączności, z tym nader atrakcyjnym „country". W ekspedycji ma wziąć udział parę setek nadawców japońskich, którzy falami po kilkudziesięciu mają przybywać na wyspy. Wszystkie pasma KF, emisje CW i SSB.

SP8HR

PRZED PIĘĆDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowiec Polski nr 8–9 z roku 1930 donosi:

W związku z 5-cio leciem polskiego krótkofalarstwa odbył się w Poznaniu Ogólnopolski Zjazd Krótkofalowców oraz wystawa P.Z.K. Okr. Zachodnio-Polskiego. Otwarcia Zjazdu dokonał p. kpt. Mickiewicz, witając jako prezes P.Z.K. Okr. Zach.-Polskiego, przybyłych delegatów innych okręgów, poczem zaprosił w skład Prezydium Zjazdu p.p. Woj. Moskalewskiego na prezesa honorowego; ppłk. inż. Z. Karaffę-Kraeuterkrafta na przewodniczącego; inż. Truszkowskiego na vice-przewodniczącego; prof. Niziołka, inż. Chacińskiego i p. Kuleszę na asesorów, oraz p. Zielińskiego i p. Zimowskiego na sekretarzy. Ppłk. Karaffa-Kraeuterkraft złożył sprawozdanie z Międzynarodowego Kongresu Krótkofalowców w Antwerpii zapoznając zebranych z powziętymi na tym kongresie uchwałami, które zalecały intensywną propagandę krotkofalarstwa wśród społeczenstwa, wspołpracę z rządami, porozumienie wśród zespołów europejskich celem sprecyzowania żądan krótkofalowców na Kongresie w Madrycie w 1932 r. oraz cały szereg zmian czysto technicznych. W czasie dyskusji wpłynęły dwa wnioski, które po przegłosowaniu połączono w jedną całość i uzgodniono w brzmieniu następującym: „II Walny Zjazd P.Z.K. udziela absolutorium Zarządowi Głównemu P.Z.K. za dotychczasową jego działalność, prosząc jednocześnie o dalszą energiczną akcję propagandową".

Jak już donosiliśmy w poprzednich numerach, Lwowski Klub Krótkofalowców po bardzo aktywnie spędzonym czasie zimowym, postanowił odstąpić od dotychczasowej tradycji i urządzić również w lecie nową imprezę, tym razem zakrojoną na światową skalę. Przystąpiono mianowicie do organizacji klubowej ekspedycji radjowej w Karpaty Wschodnie, a w szczególności w grupę Howerli, jako najwyższej.

Z obrad Międzynarodowego Kongresu Krótkofalowców w Antwerpii: ... najwięcej interesujące było sprawozdanie delegata Niemiec, z którego wynika, że Związki Niemieckie są za zupełnem wyeliminowaniem fonji z praktyki amatora-krótkofalowca, a co najwyżej za zarezerwowaniem jej do wypadków wyjątkowych. Przemawiają zatem względy samego sportu. Fonja przeczy zdrowemu rozsądkowi pracy na krótkich falach, gdyż amator nadający fonją ukazuje się wobec tego sportu jako półanalfabeta, którego całym kapitałem jest posiadanie nadajnika fonicznego.

Rok bieżący dla Krótkofalarstwa Polskiego jest rokiem bardzo ruchliwym, szczególnie obfitującym w wystawy krótkofalowe. Pierwszą wystawę zorganizował LKK we Lwowie w początkach lutego r.b., druga odbyła się z okazji „Pierwszego Ogólno-Polskiego Zjazdu Krótkofalowców" w Warszawie, trzecia wkrótce po niej w Wilnie i wreszcie czwartą z kolei urządził Okręg Zachodnio-Polski Polskiego Związku Krótkofalowców. Dyrekcja Międzynarodowej Wystawy Komunikacji i Turystyki w Poznaniu, przydzieliła bezpłatnie do dyspozycji okręgu w pawilonie 21 stoisko o przestrzeni około 300 m.kw. w celu wykorzystania go pod wystawę krótkofalową. W pięknie udekorowanej sali (przez p. Franciszka Olejnika SP3PO) zgromadzone były eksponaty 30 wystawców, z czego na Okręg Poznański wypada 25, na Okręg Warszawski 4, na Okręg Wileński 2, a Okręg Lwowski wystawił tylko fotografie aparatur nadawczo-odbiorczych.

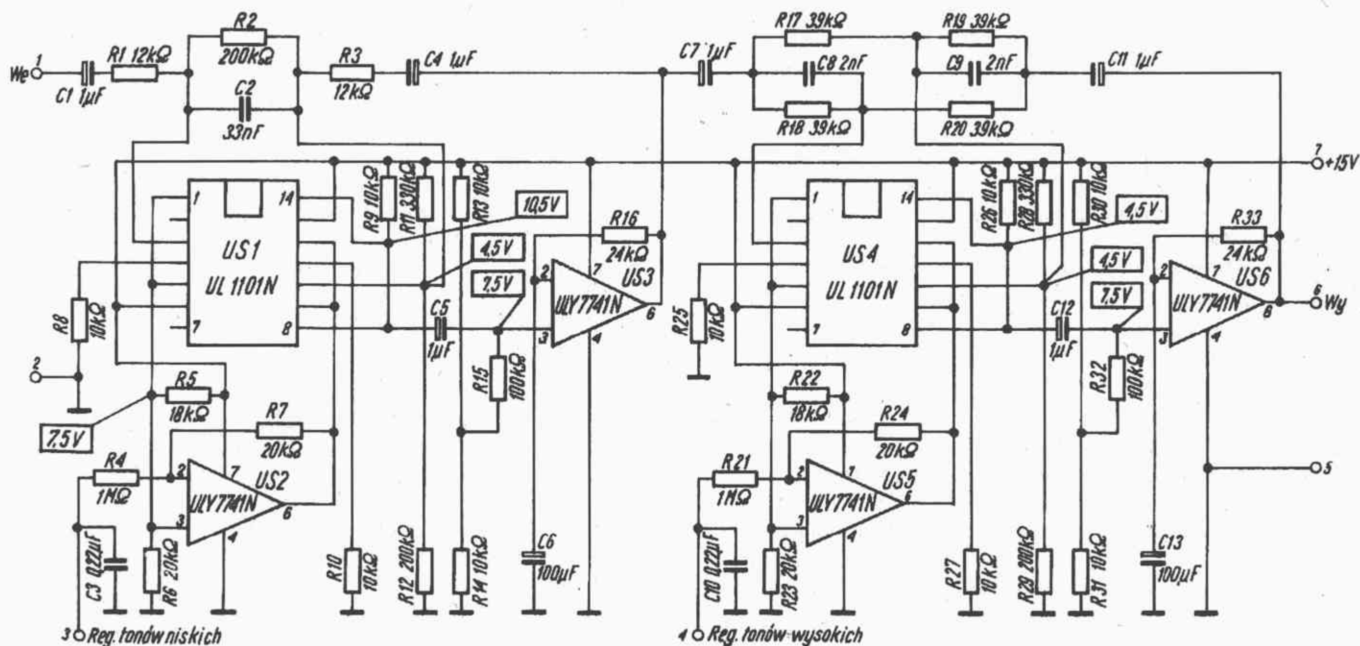
I Obóz Przysposobienia radjotelegraficznego został urządzony w lecie 1930 r. przez pułk radjotelegraficzny. Na miejsce obozu został wyznaczony Benjaminów, siedziba II baonu pułku radjotelegraficznego. Benjaminów, dawne koszary twierdzy Zegrze, dobrze jest znany z walk o niepodległość, jako miejsce internowania oficerów legjonowych, którzy nie chcieli złożyć przysięgi na wierność państwom centralnym. Pierwszy obóz odbył się w czasie od 25 sierpnia do 15 września b.r. Uczestników dostarczyły: Okręg Wileński i Zachodnio-Polski P.Z.K. Okres trwania obozu wykorzystano w całej pełni. Członkowie zostali zakwaterowani w rejonie koszar, przez co mogli się zapoznać z życiem wojskowym, oraz ze sposobem pracy na radjostacjach wojskowych typu R.K.D. według wojskowego regulaminu służby ruchu radjotelegraficznego.

Niebywałe zdarzenie w historii krótkofalarstwa Polskiego! Dyrekcja Poczt i Telegrafów w Poznaniu skorzystawszy z numeru „Tygodnika Radjowego" w którym były wymieniona nazwiska osób nagrodzonych medalami rządowymi i t.p. na Międzynarodowej Wystawie Komunikacji i Turystyki w Poznaniu, poleciła opieczętować wszystkie stacje „unlis SP3". Urzędnik załatwiający „opieczętowywanie" często nie odróżniając nadajnika od odbiornika, opieczętowywał odbiornik. Nawet zdarzył się wypadek opieczętowania przyrządu do ładowania akumulatorów.

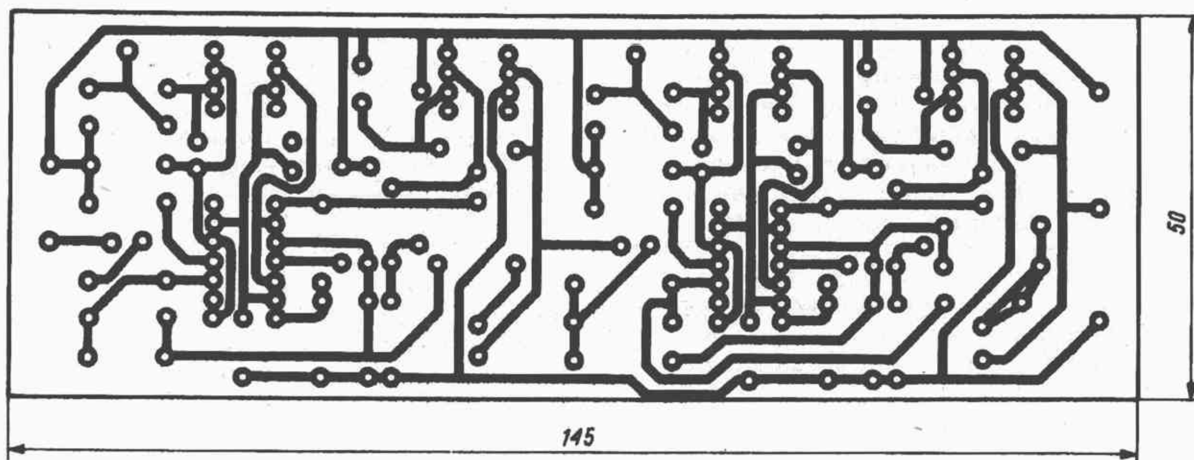
Opierając się na przydziale radjonadawcom Rzeczypospolitej Polskiej przez Konferencję Waszyngtońską znaku przynależności państwowej SP, Zarząd Wileńskiego Klubu Krótkofalowców z dniem 3 lipca 1930 roku zabrania kategorycznie członkom tegoż okręgu odpowiadania amatorom państw ościennych, którzy będą wołali polskich hams znakiem ET lub ETP. Znak ET należy obecnie do Etiopji.

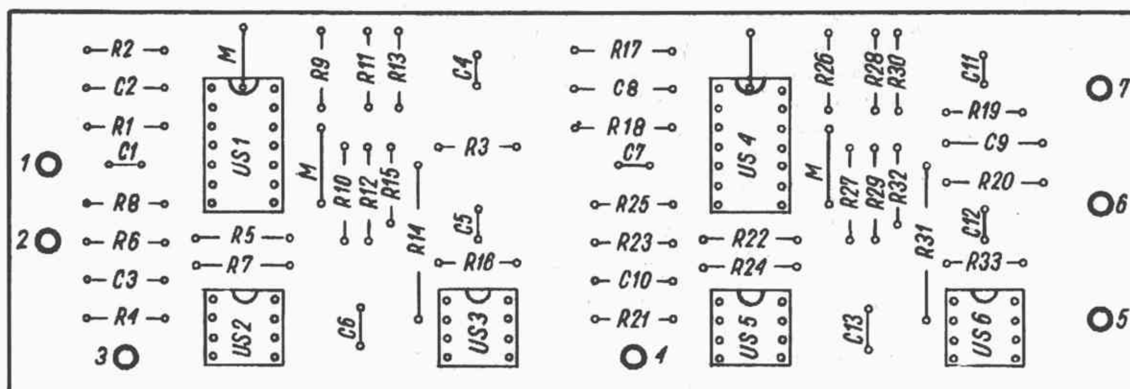
(wybrał SP5HS)

Regulaminy oraz pełne wyniki imprez i zawodów radioamatorskich są zamieszczane w BIULETYNIE POLSKIEGO ZWIĄZKU KRÓTKOFALOWCÓW wydawanym z ramienia Zarządu Głównego PZK przez Warszawski Klub Krótkofalowców PZK.

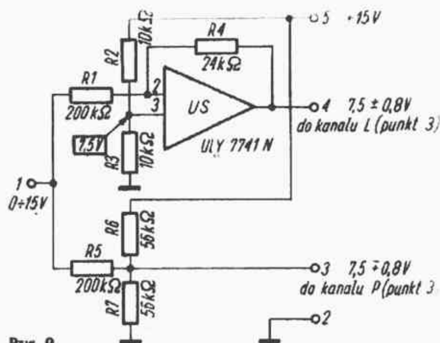


Rys. 7. Schemat regulatora barwy dźwięku

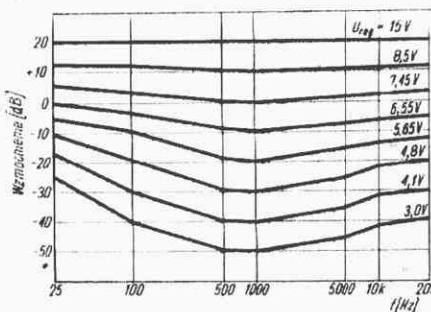




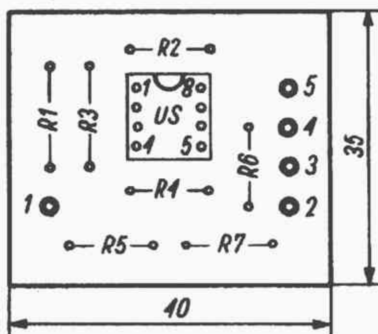
Rys. 8. Płytka montażowa układu regulatora barwy dźwięku a – widok od strony ścieżek, b – rozmieszczenie elementów

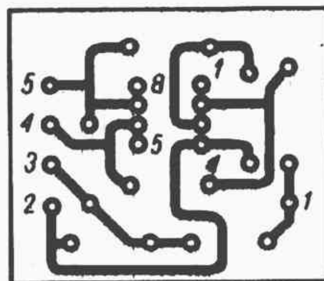


Rys. 9.
Schemat układu regulacji zrównoważenia balansu



Rys. 11. Rodzina charakterystyk częstotliwościowych z włączonym korektorem fizjologicznym





Rys. 10. Płytka montażowa układu regulacji zrównoważenia

pięcia nie powinny różnić się w stosunku do podanych na schematach o więcej niż ±10%.

Prawidłowo zmontowany ze sprawdzonych elementów układ nie powinien sprawić większych trudności przy jego uruchomieniu. Do zbadania parametrów przedwzmacniacza konieczne jest posiadanie takich przyrządów, jak: generator, miernik zniekształceń i oscyloskop. Do uruchomienia wystarczy przyrząd uniwersalny.

Zniekształcenia nieliniowe wprowadzane przez wzmacniacz zależą w dużej mierze od poziomu sygnału wejściowego. Pożądane jest, aby nie był on większy niż 100 mV. Jeśli przedwzmacniacz będzie pracował ze wzmacniaczem mocy o czułości 0,775 V, do wejścia przedwzmacniącza powinien być doprowadzany sygnał o wartości znamionowej 77,5 mV.

LITERATURA

[1] C. Rudnicki, R. Gomuła – Analogowe układy scalone w sprzęcie radiowo-telewizyjnym.
[2] J. Mędrzycki – Technika analogowa i hybrydowa.
[3] Z. Kulka, M. Nadachowski – Liniowe układy scalone i ich zastosowanie.
[4] „Radio-Fernsehen-Elektronik" nr 12/1979 r.

AKTYWNY DZIELNIK NAPIĘCIA

mgr inż. JAN FRĄCZEK

Podczas badania próbnych układów elektronicznych korzysta się zwykle ze stabilizowanego zasilacza regulowanego w pewnym zakresie napięć.

Układ składa się ze wzmacniacza operacyjnego, tranzystora, kilku rezystorów i pracuje w konfiguracji regulatora równoległego.

Napięcia wyjściowe U1 i U2 mogą być sobie równe lub zmieniać się w stosunku 10:1 przy właściwie dobranych wartościach rezystorów R2 i R3.

Potencjometr R1 służy do ustawiania wymaganego stosunku napięć, wzmacniacz operacyjny porównuje napięcie na potencjometrze z napięciem kolektora tranzystora T i utrzymuje minimalną różnicę tych napięć sterując tranzystorem T.

Przybliżone wartości rezystorów R2 i R3 można obliczyć z następujących wzorów:

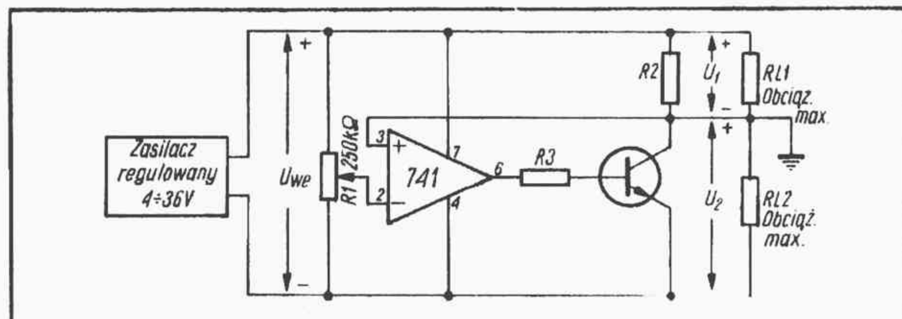
$$R2 \cong 0{,}8\left(\frac{U1}{U2}\right) RL2$$

$$R3 \cong \frac{h_{21}\,U_{we}\,RL1\,R2}{U1\,(RL1+R2)}$$

zmieniany w granicach ±10% za pomocą rezystora R3.

Moc wydzielającą się w tranzystorze można obliczyć z następującego równania (zakładając, że rezystor RL2 jest odłączony):

$$P = \frac{U1\;U2\,(RL1+R2)}{RL1\;R2}$$



w których: RL1, RL2 – minimalne wartości rezystancji obciążeń.

Przy ustalonych wartościach rezystorów R2 i R3 stosunek napięć U1:U2 może być

Minimalna wartość napięcia U2 wynosi w tym układzie około 3 V, co wynika z ograniczeń wprowadzonych przez zastosowany wzmacniacz operacyjny.

PRZYPOMINAMY O ODNOWIENIU PRENUMERATY NA 1981 ROK

Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych (w miejscu swojego zamieszkania).

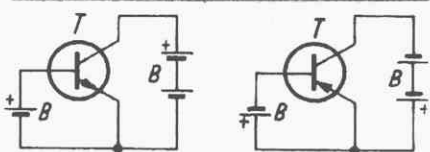
Termin przyjmowania prenumeraty – najpóźniej do 25 listopada br.

Dokładniejsze informacje są zamieszczane w każdym numerze „Re" na II stronie okładki.

PRÓBNIK TRANZYSTORÓW

Przyrząd umożliwia szybką kontrolę sprawności tranzystorów p-n-p i n-p-n. Wykrywa i sygnalizuje typ tranzystora (n-p-n lub p-n-p) oraz umożliwia zorientowanie się co do rodzaju występującego uszkodzenia. Próbnik nie mierzy wartości współczynnika wzmocnienia tranzystorów.

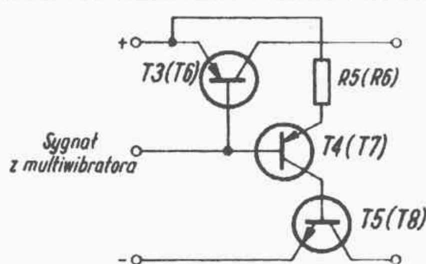
Działanie przyrządu wyjaśnimy rozpoczynając od rozważenia sposobów polaryzacji tranzystorów. Tranzystor n-p-n (rys. 1) – baza i kolektor są spolaryzowane



Rys. 1. Sposób polaryzacji tranzystorów n-p-n **Rys. 2. Sposób polaryzacji tranzystorów p-n-p**

dodatnio w stosunku do emitera, tranzystor p-n-p (rys. 2) – baza i kolektor spolaryzowane są ujemnie w stosunku do emitera.

Ponieważ tranzystory te mają być badane w tej samej podstawce, wymagana jest zmiana biegunowości napięć zasilających bazę i kolektor, co zrealizowano za pomocą zespołów kluczy tranzystorowych T3...T5 oraz T6...T8 (rys. 3) sterowanych z generatora astabilnego (tranzystory T1 i T2 – rys. 4).



Rys. 3. Schemat zespołu kluczy tranzystorowych -

Wyjścia stopni przełączających są rozdzielone wzajemnie przez diody D1...D4 i połączone z podstawką o trzech wyprowadzeniach.

Wskaźnikami prądu są pary diod elektroluminescencyjnych połączone ze sobą odwrotnie równolegle (LED3 i LED4, LED5 i LED6, LED7 i LED8).

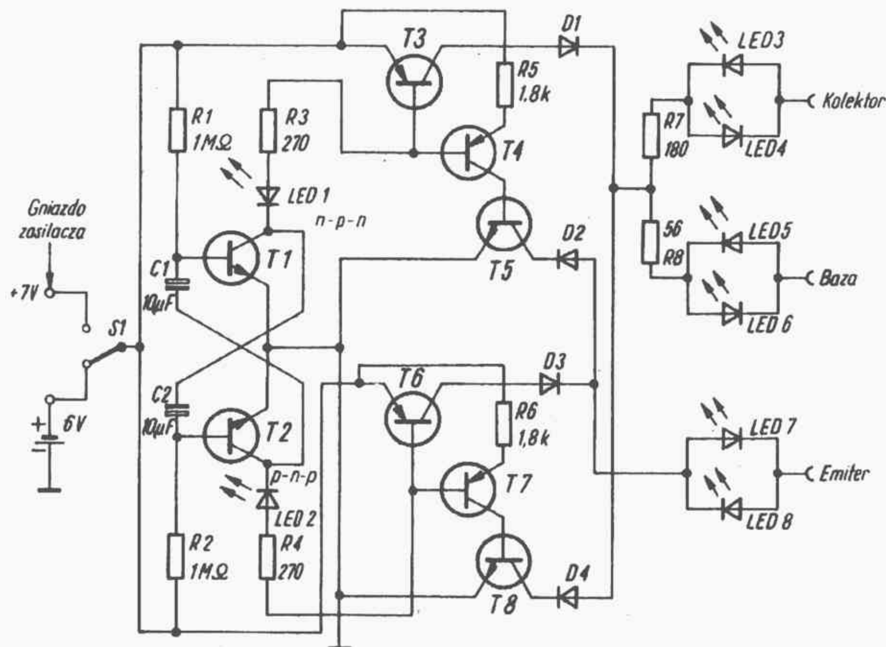
Wartości elementów R1, R2, C1, C2 określają czas trwania pomiaru. Czas ten można obliczyć ze wzoru:

$$t \simeq 0{,}7 \cdot R \cdot C$$

(dla R = R1 = R2 oraz C = C1 = C2).

Wynosi on w przybliżeniu 1 s.

Rezystory R3, R4 mają za zadanie zabezpieczenie przed przeciążeniem tranzystorów T3, T4, T6 i T7, jak również diod elektroluminescencyjnych LED1, LED2. Rezystory R5, R6 ustalają prąd bazy tran-



Rys. 4. Schemat połączeń próbnika tranzystorów

zystorów T5 i T8. Przy włączonym przyrządzie bez badanego tranzystora zapalają się więc na przemian diody elektroluminescencyjne LED1 oraz LED2.

Po włożeniu do podstawki pełnospraw-

Rodzaje uszkodzeń przy prawidłowej polaryzacji tranzystora

Rodzaj uszkodzenia	Typ tranzystora	n-p-n (LED 1)			p-n-p (LED 2)		
		LED6 bazy	LED8 emitera	LED4 kolektora	LED5 bazy	LED7 emitera	LED3 kolektora
Zwarcie baza-emiter	n-p-n	×	×	×	×	×	
	p-n-p	×	×		×	×	×
Zwarcie kolektor-emiter	n-p-n	×	×	×		×	×
	p-n-p		×	×	×	×	×
Zwarcie baza-kolektor-emiter	n-p-n	×	×	×	×	×	×
	p-n-p	×	×	×	×	×	×
Przerwa w bazie	n-p-n						
	p-n-p						
Przerwa w emiterze	n-p-n						
	p-n-p						
Przerwa w kolektorze	n-p-n	×	×				
	p-n-p				×	×	

nego tranzystora muszą się więc zaświecić zarówno wszystkie trzy diody elektroluminescencyjne (bazy, kolektora i emitera, np. LED4, LED6, LED8 dla tranzystora n-p-n) oraz w tym samym czasie dioda LED1 (n-p-n).

Wszystkie inne możliwe przypadki uszkodzenia są sygnalizowane w sposób przedstawiony w tablicy.

Model opisanego przyrządu wykonano w obudowie z tworzywa o wymiarach 130×65×45 mm. W środku umieszczono płytkę drukowaną oraz 4 baterie 1,5 V jako źródło zasilania.

Za pomocą przełącznika S1 możliwe jest włączenie zewnętrznego zasilacza.

Jako diody D1...D4 można zastosować dowolne elementy krzemowe, np. BAP915, natomiast jako tranzystory p-n-p i n-p-n dowolne, produkowane przez CEMI, np. BC107, BC177.

J.J.

(Opracowano na podstawie „ELO" nr 10/1978)

POKAZ ELEKTRONICZNEGO SPRZĘTU FIRMY GRUNDIG

W maju br. w reprezentacyjnym warszawskim hotelu Victoria, firma Konsuprod zorganizowała pokaz nowych modeli sprzętu radiowo-telewizyjnego firmy Grundig. Zaprezentowano odbiorniki telewizyjne, magnetowidy, odbiorniki radiofoniczne różnych rodzajów oraz radiomagnetofony, magnetofony kasetowe i szpulowe. Ze względu na dużą różnorodność sprzętu i brak dokładniejszych informacji technicznych, nie sposób szczegółowo omówić poszczególne eksponaty. Warto natomiast zwrócić uwagę na niektóre charakterystyczne rozwiązania techniczne akcentowane przez firmę Grundig.

SPRZĘT TELEWIZYJNY

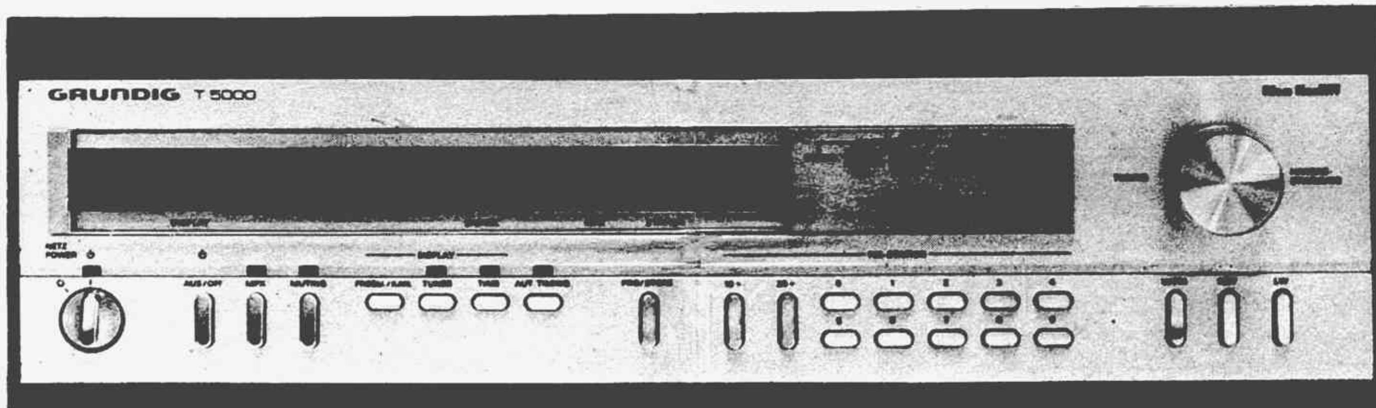
Eksponowano niemal wyłącznie odbiorniki do odbioru w kolorze, o różnych średnicach ekranu; większość z nich zdalnie sterowana przy zastosowaniu niewidzialnego promieniowania podczerwonego. Serwis tych odbiorników jest ułatwiony dzięki modułowej konstrukcji, a sygnalizacyjne diody świecące, umieszczone w poszczególnych modułach, ułatwiają lokalizację uszkodzeń. Nadajnik zdalnego sterowania „Tele-Pilot 310" jest wyposażony w zegar kwarcowy ze wskaźnikiem ciekłokrystalicznym. Ponadto w tym nadajniku można programować z 24-godzinnym wyprzedzeniem czas włączenia telewizora.



1

Tuner Hi-Fi typ T5000 ma m.in. mikroprocesorowy układ strojenia z syntezą częstotliwości, działający na zakresach AM i FM, cyfrowy wskaźnik częstotliwości, względnie kanału UKF, zegar kwarcowy, programator włączania i wyłączania, stoper, wskaźnik wysterowania w formie świecącego paska utworzonego z diod świecących.

Zewnętrzny wygląd tunera przedstawiono na rys. 2.



2

Wygląd zewnętrzny nadajnika przedstawiono na rys. 1.

Magnetowid umożliwia zarejestrowanie na jednej kasecie do 4 godzin programu telewizyjnego.

Urządzenie można zdalnie, bezprzewodowo sterować; można również zaprogramować automatyczne zarejestrowanie dwóch audycji, a raczej widowisk na dowolnych kanałach z 10-dniowym wyprzedzeniem.

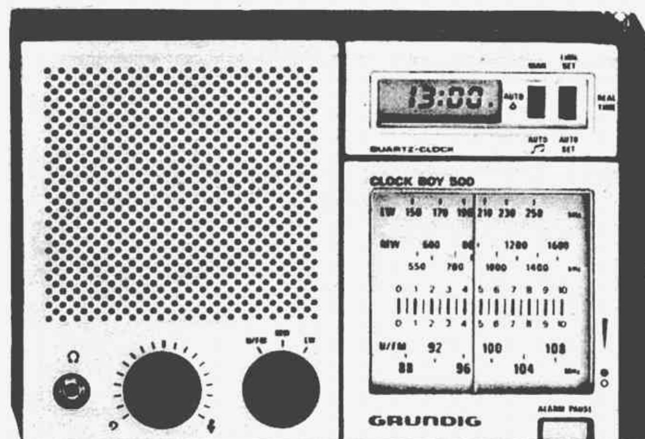
ODBIORNIKI RADIOWE, RADIOMAGNETOFONY

W odbiornikach Hi-Fi najwyższej klasy stosuje się strojenie przy wykorzystaniu syntezy częstotliwości oraz techniki PLL (układ z zamkniętą pętlą fazową). Proces strojenia jest sterowany przy wykorzystaniu mikroprocesora.

Do tłumienia szumów jest stosowany system „High Com" opracowany przez firmę Telefunken. System „High Com" ze specjalnie do niego przeznaczonym układem scalonym typu U401 umożliwia zredukowanie poziomu szumów do 1% wartości początkowej. Wzmacniacze mocy klasy Hi-Fi pracują w klasie A umożliwiającej uzyskiwanie mniejszego poziomu zniekształceń niż w klasie B. Stosowane są również aktywne kolumny głośnikowe z kilkunałowymi wzmacniaczami mocy.

Nawet prosty odbiornik typu turystycznego, jak np. „Clock-Boy 500" (rys. 3), może być wyposażony w zegar z budzikiem. Budzenie następuje za pomocą sygnału alarmowego lub muzyki. Jeśli program budzenia nie został wyłączony, powtarza się automatycznie co 4 minuty.

Odbiorniki samochodowe są obecnie wyposażone w urządzenie automatycznej informacji drogowej (Verkehrs-Decoder). Odbiór stacji przekazującej informacje drogowe jest sygnalizowany świeceniem diody. Jeśli odbiornik jest dostrojony do



3



4



5

innej stacji, względnie wykorzystuje się właśnie odtwarzacz kasetowy, to w chwili przekazywania informacji drogowej następuje automatyczne przełączenie na jej odbiór.

W większości typów samochodowych odbiorników stosuje się elektroniczny układ eliminowania zakłóceń pochodzących od linii wysokiego napięcia, innych pojazdów itp.

W odbiornikach samochodowych Hi-Fi stosuje się korektory charakterystyki (equalizery) – rys. 4, dodatkowe wzmacniacze mocy do 20 W i „aktywne głośniki".

MAGNETOFONY

Niektóre typy magnetofonów kasetowych, domowych nie mają charakterystycznej kieszeni, w której umieszcza się kasetę. Kasetę wkłada się (rys. 5) wprost do otwartego z przodu uchwytu.
Magnetofony szpulowe oferuje się, praktycznie rzecz biorąc, jako sprzęt profesjonalny, typu deck, o bardzo wysokich parametrach i wielu możliwościach dokonywania nagrań trikowych.

J.J.

re przegląd wydawnictw

WSTĘP DO PIEZOELEKTRONIKI – Praca zbiorowa pod kierunkiem doc. dr hab. inż. Waldemara Solucha. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1980 r. Wyd. 1. Nakład 2225 egz., str. 350, cena zł 125.

Piezoelektronika – dziedzina z pogranicza różnych działów fizyki obejmująca zagadnienia związane z układami wykorzystującymi efekt piezoelektryczny – jest spośród działów elektroniki elementów biernych tym szczególnym działem, który w ostatnich latach dynamicznie wkroczył w nowe obszary zastosowań zarówno w zakresie elektronicznego sprzętu profesjonalnego, jak i sprzętu powszechnego użytku.
Piezoelektronika przeżywa obecnie niezwykły rozwój także jako nauka i to zarówno w zakresie teorii i technologii, jak i konstrukcji nowych podzespołów i zastosowań.
Książka, będąca pracą zbiorową, poprzedzona przedmową i wstępem Waldemara Solucha, składa się z czterech rozdziałów, z których każdy zajmuje się odrębnym problemem piezoelektroniki.
Pracę otwiera rozdział poświęcony krystalografii, będący wprowadzeniem do tematyki piezoelektryczności; następny rozdział jest poświęcony zagadnieniu fal akustycznych w kryształach, w tym zarówno akustycznym falom objętościowym jak i falom powierzchniowym. Kolejny rozdział omawia zagadnienie drgań płytek z dowolnego materiału piezoelektrycznego, w tym w szczególności płytki kwarcowej o określonym cięciu.
Książkę zamyka najistotniejszy z technicznego punktu widzenia rozdział poświęcony własnościom kryształów piezoelektrycznych i metodom ich pomiarów.
Zebranie, wysegregowanie i podanie czytelnikowi w przystępnej formie wszelkich dostępnych informacji z zakresu wspomnianych problemów piezoelektroniki jest dużą zasługą zespołu-autorów specjalistów z tej dziedziny.
Książka, jak wynika z zawartego w niej materiału, będzie bardzo pomocną w pracy pracowników instytutów naukowo-badawczych, ośrodków badawczo-rozwojowych oraz innych komórek naukowo-badawczych konstrukcyjnych zajmujących się technologią materiałów piezoelektrycznych, względnie konstrukcją podzespołów piezoelektrycznych, może także służyć jako materiał poznawczy dla wszystkich interesujących się tą problematyką.
Jest to pierwsza z serii trzech zapowiedzianych prac zbiorowych z zakresu piezoelektroniki, z których druga będzie poświęcona rezonatorom i generatorom kwarcowym, natomiast trzecia – filtrom piezoelektrycznym, w tym zarówno filtrom kwarcowym jak i filtrom ceramicznym oraz filtrom z akustycznymi falami powierzchniowymi. Wszystkie te trzy książki obejmą całokształt zagadnień związanych z piezoelektrycznością i piezoelektroniką, które to zagadnienia nie miały do tej pory odpowiedniego odzwierciedlenia w naszej literaturze naukowo-technicznej.
Książka pt. „Wstęp do piezoelektroniki", będąc sama w sobie pracą zamkniętą, traktującą o podstawach piezoelektroniki, zyskuje na znaczeniu w połączeniu ze wspomnianymi, zapowiadanymi publikacjami co powoduje, że powinna się ona znaleźć na równi z nimi w posiadaniu każdego czytelnika, który obecnie lub w najbliższej przyszłości będzie miał do czynienia z praktycznym wykorzystaniem i zastosowaniem elementów lub podzespołów piezoelektronicznych.
Książka powinna stanowić podstawę zarówno do efektywnego korzystania z anonsowanych prac, jak i podstawę do korzystania z innych materiałów z tej dziedziny, z jakimi przyjdzie czytelnikowi zetknąć się w przyszłości w swojej działalności zawodowej.

Jerzy Zdrojewski

ELEKTRONIZACJA – Praca zbiorowa. Zeszyt 8. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1980 r. Wyd. 1. Nakład 5225 egz., str. 54, cena zł 30.

Kolejny zeszyt informatora zawiera cztery podstawowe artykuły opisujące szybkie wkraczanie elektroniki do coraz do nowych dziedzin.
W artykule pt. „Elektronizacja sprzętu fotograficznego i filmowego" przedstawiono wyczerpujący przegląd zastosowań elektroniki w sprzęcie fotograficznym i filmowym oraz podano kilka schematów szczegółowych umożliwiających zapoznanie się z typowymi rozwiązaniami układowymi. O tempie wdrażania elektroniki do aparatów fotograficznych niech świadczy to, że w Japonii już w 1977 r. 80% aparatów zawierało bardziej lub mniej rozbudowane układy elektroniczne. Do najnowszych aparatów przedostały się już mikroprocesory umożliwiające automatyzację ustawiania ostrości, poza stosowaną szeroko automatyzacją czasu otwarcia migawki i wartości przesłony. Zaznacza się znaczny i szybki postęp w światłomierzach i kolorymetrach.
Postęp w technologii elementów pozwolił na znaczne zmniejszenie wymiarów i masy lamp błyskowych. Najdoskonalszym rozwiązaniem są automatyczne lampy błyskowe, w których czas trwania impulsu świetlnego samoczynnie dostosowuje się do fotografowanego obiektu i oświetlenia pośredniego. Wyprodukowano lampy działające w zakresie podczerwieni, co przy odpowiednich błonach umożliwia wykonywanie zdjęć „w ciemności".
Szybki postęp dotyczy także profesjonalnych i amatorskich kamer filmowych. W tych ostatnich stosuje się układy do synchronicznego zapisu dźwięku.
W artykule drugim opisano zasadę rozpoznawania obrazów mikroskopowych za pomocą urządzeń elektronicznych. Takie rozpoznawanie jest szczególnie przydatne w metaloznawstwie i laboratoriach przemysłowych kontrolujących jakość materiałów. W końcu artykułu podano obszerny wykaz literatury na temat automatyzacji rozpoznawania obrazów.
W artykule trzecim opisano szeregowo-równoległe falowniki do zasilania silników szybkobieżnych. Tyrystorowe falowniki trójfazowe są stosowane w układach napędowych z silnikami klatkowymi o prędkościach obrotowych od kilkudziesięciu do kilkuset obrotów na minutę. Na wyjściu falownika uzyskuje się napięcie sinusoidalne o regulowanej, w określonym zakresie, amplitudzie i częstotliwości.
Czwarty artykuł jest opisem modelu krajowej cyfrowej wagi handlowej. W Lubelskiej Fabryce Wag wdrażana jest do produkcji waga kalkulacyjna CK-3, która będzie opisana w jednym z następnych zeszytów ELEKTRONIZACJI.
W następnym artykule podano garść informacji o kontroli czynnej w przemyśle, to jest kontroli obrabianego detalu w czasie obróbki bez jej przerywania. Kontrola taka ma wielkie znaczenie dla automatyzacji procesów produkcyjnych.
Poza wymienionymi wyżej artykułami zeszyt zawiera:
- informację o analogowych układach czasowych TDB 2608, TDE 2608,
- opis detektora zbliżeniowego ESM 1601 (detektor wykrywa bliskość przedmiotów metalowych),
- informację o pamięciach CDD z tablicą parametrów charakterystycznych,
- informację o mikrokomputerze Z-8 firmy Zilog, będącym jednym z lepszych mikrokomputerów jednoukładowych,
- informację o nowych wyrobach CEMI (tranzystory BC393, dioda BYP150).

Zeszyt jako całość jest interesujący, wprowadzający czytelnika w mniej znane zastosowania elektroniki. Strona edytorska zeszytu – dobra jak i w poprzednich.

A.W.

RADIOODBIORNIK Z ODTWARZACZEM „SKALD SMP-331"

„Skald SMP-331" produkowany w ZR DIORA jest nowoczesnym, popularnym odbiornikiem samochodowym z odtwarzaczem, przeznaczonym do odbioru programów radiowych emitowanych w zakresach fal długich, średnich i ultrakrótkich, a także do odtwarzania zapisów z taśm magnetofonowych w kasetach typu Compact.

W odbiorniku i odtwarzaczu zastosowano szereg nowoczesnych podzespołów i rozwiązań konstrukcyjnych, jak np.: filtry ceramiczne w torze pośr. cz., układ scalony we wzmacniaczu m.cz., układ uatomatycznej regulacji częstotliwości na UKF, układ stabilizacji obrotów silnika odtwarzacza.

Wymiary odbiornika są zgodne z wymaganiami normy DIN 75500, dzięki czemu można go wmontować prawie do każdego typu samochodu.

Schemat ideowy odbiornika i odtwarzacza jest przedstawiony na str. 220.

DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:

długie	150. . .285 kHz
średnie	525. . .285 kHz
ultrakrótkie	65,5. . .73 MHz

Czułości użytkowe:

fale długie	⩽ 200 μV
fale średnie	⩽ 150 μV
fale ultrakrótkie	⩽ 10 μV

Selektancja:

tor AM ⩾ 32 dB przy f_s = 1 MHz ± 9 kHz
tor FM ⩾ 30 dB przy f_s = 69 MHz ± 300 kHz

Tłumienie sygnałów pośr.cz.:

tor AM ⩾ 32 dB przy f_s = 1 MHz ±9 kHz
tor FM ⩾ 30 dB przy f_s = 69 MHz ±300 kHz

Tłumienie sygnałów lustrzanych:

fale długie	⩾ 40 dB przy f_s = 250 kHz
fale średnie	⩾ 34 dB przy f_s = 1,0 MHz
fale ultrakrótkie	⩾ 18 dB przy f_s = 69 MHz

Elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia odbiornika:
AM 100. . .2200 Hz
FM 100. . .7000 Hz

Charakterystyka toru odczytu:	80. . .6300 Hz
Nierównomierność przesuwu taśmy:	±0,5%
Znamionowa moc wyjściowa:	4 W przy h ⩽ 7% i R = 4 Ω
Zasilanie:	12 V; minus na obudowie
Pobór mocy:	10 W
Wymiary:	188×170×52 mm
Ciężar:	ok. 2 kG

Układ elektryczny odbiornika i odtwarzacza składa się z pięciu bloków funkcjonalnych:
- głowicy UKF,
- płytki w.cz. (pośr.cz. AM) FM z płytką detektora,
- płytki m.cz. i wzmacniacza korekcyjnego,
- odtwarzacza z układem stabilizacji obrotów silnika,
- filtru przeciwzakłóceniowego.

Sygnały z anteny teleskopowej są doprowadzane za pomocą przełącznika fal ultrakrótkich do toru FM lub AM. Diody D1 i D2 dołączone do anteny mają za zadanie zabezpieczenie odbiornika przed uszkodzeniem (przede wszystkim tranzystorów wejściowych) w przypadku pojawienia się na wejściu odbiornika dużych napięć, np. w czasie przejazdu w pobliżu silnych radiostacji.

Pierwszym stopniem toru FM jest wzmacniacz w.cz. pracujący z tranzystorem T101. Dioda D101 ogranicza amplitudę sygnału w.cz. doprowadzanego do mieszacza. Mieszacz pracuje z tranzystorem T102 w układzie samodrgającym. Dioda D102 pracuje w układzie ARCz. Napięcie pośr. cz. 10,7 MHz jest wydzielane na wyjściu mieszacza za pomocą filtru, składającego się z cewek L106, L107 i L108 oraz kondensatora C119.

Pierwszym stopniem toru AM jest mieszacz pracujący z tranzystorem T201. Z samym tranzystorem pracuje heterodyna (w układzie Colpitts'a). Elementy L201, C202 stanowią eliminator pośr. cz. Kondensator C1 służy do dostrojenia wejścia odbiornika do anteny. Napięcie pośr.cz. 465 kHz jest wydzielane za pomocą wieloobwodowego filtru selektywnego z rezonatorem RF-02.

Sygnał pośr.cz. otrzymywany w wyniku przemiany jest wzmacniany przez trzystopniowy wzmacniacz pośr. cz. pracujący z tranzystorami T201, T202 i T301 w torze FM lub dwustopniowy wzmacniacz w torze AM pracujący z tranzystorami T202 i T301. Wymaganą selektywność wzmacniaczy pośr. cz. zapewniają głównie struktury wieloobwodowych filtrów znajdujące się na wyjściu tranzystora T201. Tranzystor T202 pracuje w układzie wzmacniacza aperiodycznego. Na wyjściu wzmacniaczy pośr. cz. znajduje się detektor stosunkowy pracujący z diodami D302 i D303 (tor FM) oraz demotulator amplitudy pracujący z diodą D301 (tor AM).

Sygnały m.cz. z wyjść demodulatorów są doprowadzane do potencjonometru siły dźwięku przez przełącznik zakresów i przełącznik P2 sprzężony z mechanizmem odtwarzacza.

Wzmacniacz m.cz. jest zrealizowany z układem scalonym UL1481T.

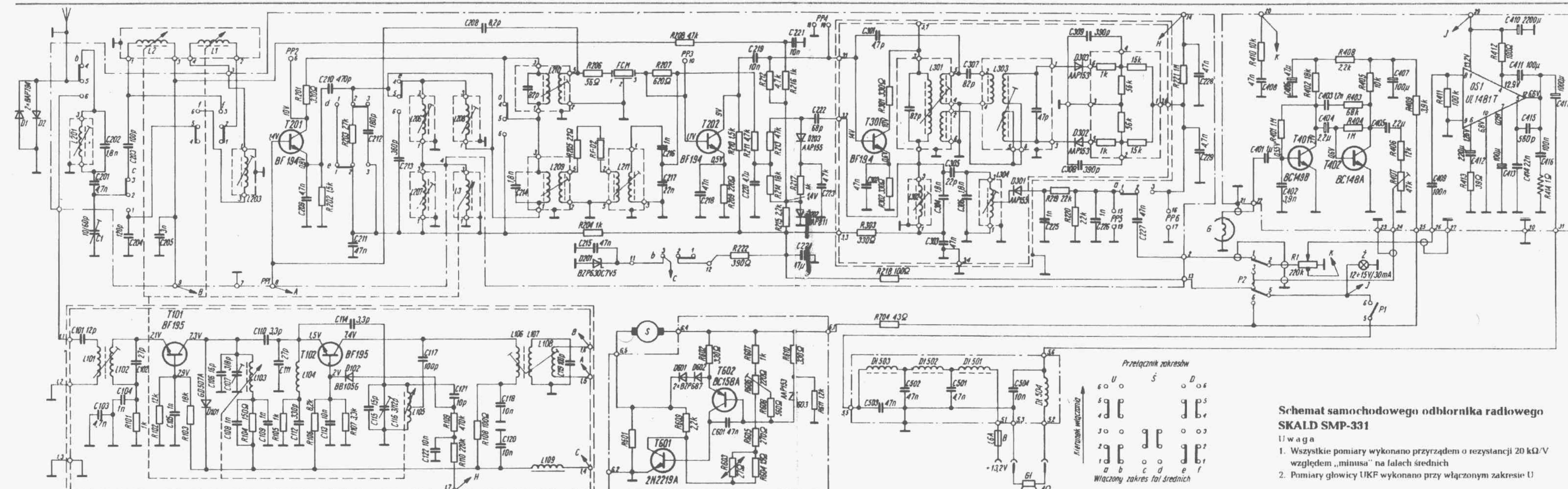
Tranzystory T401 i T402 pracują w układach korekcyjnego wzmacniacza sygnału otrzymywanego z głowicy odczytowej. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza korekcyjnego jest tak ukształtowana, aby uwzględniając charakterystykę głowicy odczytowej i wzmacniacza końcowego uzyskać odpowiednie pasmo przenoszonych częstotliwości.

Zmiany momentu obciążenia silnika, zmiany napięcia zasilania i temperatury mają znikomy wpływ na stałość prędkości przesuwu taśmy magnetofonowej dzięki zastosowanemu układowi stabilizatora obrotów silnika.

Stabilizator pracuje z tranzystorami T601 i T602.

W celu niedopuszczenia do przenikania zakłóceń do wnętrza odbiornika, zarówno wejście (od strony zasilania), jak i wyjście odbiornika mają układy przeciwzakłóceniowe. W filtrze przeciwzakłóceniowym zastosowano dławiki DŁ501, DŁ502, DŁ503, DŁ504 i kondensatory C501, C502, C503 oraz C504.

Z.B.



Schemat samochodowego odbiornika radiowego SKALD SMP-331

Uwaga
1. Wszystkie pomiary wykonano przyrządem o rezystancji 20 kΩ/V względem „minusa" na falach średnich
2. Pomiary głowicy UKF wykonano przy włączonym zakresie U